

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) Veröffentlichungsnummer: **0 656 737 A1**

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 94117510.1

(51) Int. Cl.⁶: **H04R 25/00, H04R 3/02**

(22) Anmeldetag: 07.11.94

(30) Priorität: 10.11.93 EP 93118186

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
07.06.95 Patentblatt 95/23

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT CH DE DK ES FR GB GR IT LI NL SE

(71) Anmelder: **PHONAK AG**
Laubisrütistrasse 28
CH-8712 Stäfa (CH)

(72) Erfinder: **Kälin, August Nazar**
Bodenfeldstrasse 21

CH-8906 Bonstetten (CH)
Erfinder: **Estermann, Pius Gerold**
Lunzihofstatt 9
CH-6465 Unterschächen (CH)
Erfinder: **Uvacek, Bohumir**
Holzwiesstrasse 9
CH-8704 Herrliberg (CH)

(74) Vertreter: **Troesch Scheidegger Werner AG**
Patentanwälte;
Siewerdstrasse 95,
Postfach
CH-8050 Zürich (CH)

(54) **Hörhilfegerät mit Unterdrückung der akustischen Rückkopplung..**

(57) An einem Hörhilfegerät mit Verstärkungsfilterstrecke wird die akustisch-mechanische Störrückkopplung mittels eines Kompensators (15) kompensiert. Dabei erfolgt am Kompensator (15) und vorzugsweise auch an der Verstärkungsfilterstrecke (5) die Signalverbindung im Frequenzbereich, wozu einer Differenzbildungseinheit (13), woran das Kompensatorsignal eingekoppelt wird, Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformationseinheiten (20, 28) nachgeschaltet sind bzw. entsprechende Rücktransformationseinheiten (26, 24):

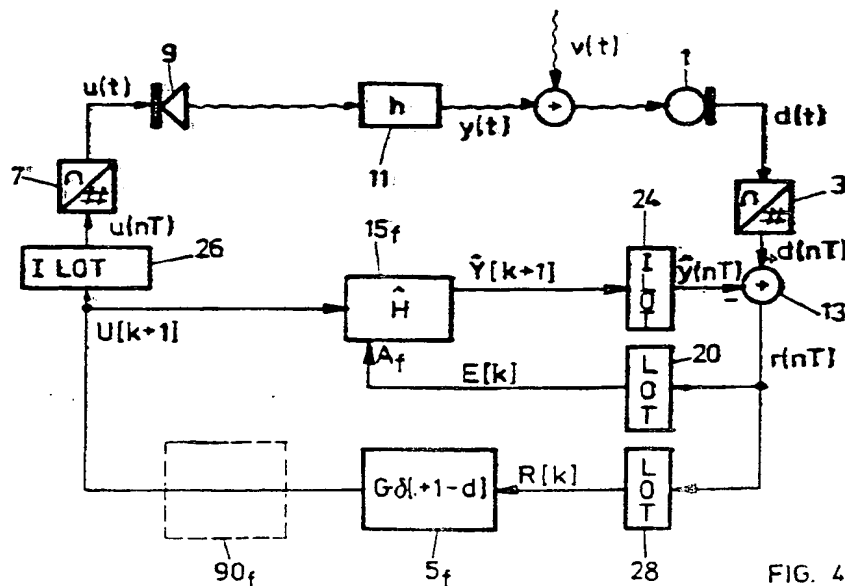


FIG. 4

EP 0 656 737 A1

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Hörhilfegerät nach dem Oberbegriff von Anspruch 1 sowie ein elektrisches Modell nach Anspruch 29.

Die Probleme, die sich insbesondere aufgrund der akustischen Rückkopplung zwischen dem elektrisch-akustischen Wandler und dem akustisch-elektrischen Wandler derartiger Hörhilfegeräte ergeben, sind bekannt und beispielsweise in der EP-A-0 415 677 ausführlich erörtert, welche diesbezüglich als integrierender Bestandteil der vorliegenden Beschreibung erklärt wird.

Es wurde versucht, diese Probleme prinzipiell, wie in Fig. 1 dargestellt, zu lösen.

Fig. 1 zeigt einen akustisch-elektrischen (ak/el) Wandler 1 mit nachgeschaltetem Analog/Digital(A/D)-Wandler 3, einer digitalen Verstärkungsfilterstrecke 5, welche ausgangsseitig auf einen Digital/Analog (D/A)-Wandler 7, letzterer auf den elektrisch-akustischen (el/ak) Wandler 9 wirkt.

Mit dem Block 11 ist die akustisch-mechanische Störrückkopplung mit dem im allgemeinen zeitvarianten Uebertragungsverhalten h dargestellt. Das rückgekoppelte Signal $y(t)$ wird dem Nutzsignal $v(t)$ überlagert und dem Eingang des ak/el-Wandlers 1 zugeführt, der ausgangsseitig, zu den Zeiten nT , die für die digitale Verarbeitung benötigten zeitdiskreten Abtastwerte $d(nT)$ liefert.

Zur Unterdrückung des störrückgekoppelten Signals $y(t)$ wurde beispielsweise in D.K. Bustamante et al., "Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids", Proc. 1989 IEEE ICASSP, 3:2017-2020, 1989, vorgeschlagen, einer Differenzeinheit 13, über einen Kompensator 15, die aus dem Ausgangssignal der Verstärkungsfilterstrecke 5 durch Filterung mit einem m -stufigen FIR(finite impulse response)-Filter gebildete Schätzung $\hat{y}(nT)$ zuzuführen. Dabei werden mit Hilfe des bekannten LMS(least mean square)-Algorithmus die Filterkoeffizienten iterative verändert, bis das ausgangsseitige Differenzsignal $e(nT)$ nicht mehr mit der Schätzung $\hat{y}(nT)$ korreliert. Das für die Adaption benötigte Signal $e(nT)$ wird dem Kompensator 15 über den Adaptionseingang A zugeführt.

Unter der Annahme von Unkorreliertheit von Nutzsignal $v(t)$ bzw. $v(nT)$ und verstärktem Signal $u(t)$ bzw. $u(nT)$, was durch geeignete Wahl der Zeitverzögerung DT im digitalen Verstärkungsfilter der Strecke 5 erreicht werden kann, wird es hierdurch möglich, die Verstärkung des Verstärkungsfilters 5, gegenüber Hörhilfegeräten ohne Kompensator 15, um 6 bis 10dB zu erhöhen.

Nachteilig an diesem Vorgehen ist, dass, bei einer angenommenen Filterlänge des Kompensators 15 von m -Stufen, 2 m -Multiplikationen pro Abtastwert des A/D-Wandlers 3 notwendig sind, was zu einem ausserordentlich aufwendigen System führt. Dies insbesondere mit Blick auf die geforderte Miniaturisierung bei Hörhilfegeräten.

Im weiteren ist es erforderlich, dass die Schrittlänge μ des LMS-Algorithmus für die Erhaltung der Sprachsignal-Uebertragung möglichst klein gewählt wird, womit die Adaption des Kompensatorfilters 15 an die Störrückkopplungsstrecke 11 entsprechend langsam wird, was die mögliche Erhöhung der Verstärkung an der Strecke 5, aus Stabilitätsgründen, beschränkt.

In Weiterentwicklung des in Fig. 1 dargestellten Vorgehens wurde dann versucht, dem System ein stationäres Messsignal einzukoppeln, wie beispielsweise aus "Feedback Cancellation in Hearing Aids: Results from a Computer Simulation", J.M. Kates, IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 39, Nr. 3, March 1991, oder der EP-A-0 415 677 beschrieben. Es wurde dabei als stationäres Messsignal ein Rauschsignal dem System zugeführt.

Nachteilig an diesem Vorgehen ist der zusätzliche Generator für das Messsignal sowie dessen notwendige Amplitudensteuerung zur Sicherstellung eines genügenden Signal- zu Rauschverhältnisses.

Mit einem Kompensatorfilter 32. Ordnung wurde durch dieses Vorgehen eine Erhöhung der Verstärkung an der Verstärkerfilterstrecke um ca. 17dB möglich.

Aufgrund der bei letzterwähnter Technik mit Messsignaleinkopplung sich ergebenden Nachteile wurde schliesslich ein Vorgehen gemäss Fig. 2 vorgeschlagen, gemäss "Integrated Frequency-Domain Digital Hearing Aid With the Lapped Transform", S.M. Kuo and S. Voepel, Electronics Letters, Vol. 28, Nr. 23, November 1992.

Demnach wurde die Signalverarbeitung sowohl an der Verstärkungsfilterstrecke wie auch am Kompensator im Frequenzbereich vorgenommen, wozu das Ausgangssignal des A/D-Wandlers 3 mittels einer überlappenden orthogonalen Transformation (LOT) an der Einheit 17 in den Frequenzbereich transformiert wurde. Eine entsprechende Rücktransformation (ILOTT) an der Einheit 19 liefert dann eingangs des el/ak-Wandlers 7 wieder das benötigte Signal $u(nT)$.

Weil bei geeigneter Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformation, insbesondere bei der diskreten Fourier-Transformation (DFT) und der diskreten Hartley-Transformation (DHT), die Faltung an den Kompensator- und Verstärkungsfiltern 15, bzw. 5, beim Uebergang in den Frequenzbereich in eine Multiplikation übergeht, ergibt sich durch dieses Vorgehen grundsätzlich eine Verringerung des Rechen- bzw. Hardware-Aufwandes. Um eine realisierbare endliche Transformationslänge zu erhalten, ist dabei aber eine Unterteilung des diskreten Signals $d(nT)$ eingangsseitig der Transformationseinheit 17 in Blöcke gegebener Länge

notwendig. Leider können die damit verbundenen Fehler, verglichen mit der konventionellen Faltung, bei der Anordnung gemäss Fig. 2 auch mit einer überlappenden Blockaufteilung nicht beseitigt werden. Sie führen zu einem zeitvarianten System, auch dann, wenn zusammen mit der Störrückkopplung h das Kompensationsfilter 15_i zeitinvariant bzw. eingefroren wird.

Deshalb musste ein Kompromiss eingegangen werden, durch Wahl langer Blocklängen von z.B. 512 Abtastwerten; was wiederum zu einer ineffizienten Kompensation über das Kompensationsfilter 15_i führt. Entsprechend blieb die erreichbare Verstärkungserhöhung an der Verstärkerfilterstrecke 5_i auf unter 10dB beschränkt.

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Hörhilfegerät eingangs genannter Art zu schaffen, bei welchem, unter Erhalt der Vorteile der Signalverarbeitung im Frequenzbereich, Zeitinvarianz des Systems, bei zeitinvarianter Störrückkopplung, gewährleistet ist, bei dem weiter der Rechen- bzw. Hardware-Aufwand minimales ist, zu einem solchen Mass, dass die Signalverarbeitung ohne weiteres unter den bei Hörhilfegeräten äusserst eingeschränkten Platzverhältnissen realisierbar ist.

Dies wird, ausgehend vom letztgenannten Hörhilfegerät, dadurch erreicht, dass es nach dem kennzeichnenden Teil von Anspruch 1 ausgebildet ist.

Dadurch, dass die Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformation nicht, wie in Fig. 2 dargestellt, vor der Differenzeinheit 13_i durchgeführt wird, sondern die Differenzbildung daran noch im Zeitbereich durchgeführt wird, kann erstaunlicherweise die geforderte Zeitinvarianz des Systems erhalten werden. Insbesondere bei Wahl geeignet überlappender Blockaufteilung wird dabei ermöglicht, die weiterhin eingesetzten Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformationen mit wesentlich kleineren Blocklängen zu realisieren, was wiederum die Kompensationseffizienz erhöht und mithin ermöglicht, die Verstärkung an der Verstärkungsfilterstrecke 5_i gemäss Fig. 2 drastisch zu erhöhen.

Die Erfindung mit ihren in den weiteren Ansprüchen spezifizierten bevorzugten Ausführungsvarianten wird anschliessend vorerst Schritt für Schritt anhand von Figuren beispielsweise erläutert und schliesslich anhand eines Realisationsbeispiels präsentiert.

Hierzu zeigen:

Fig. 1 anhand eines Funktionsblockdiagrammes, vereinfacht, ein bekanntes Hörhilfegerät, bei welchem die Signalverarbeitung zeitdiskret erfolgt;

Fig. 2 in Darstellung analog zu Fig. 1, ein weiteres bekanntes Hörhilfegerät, bei welchem die Signalverarbeitung an Rückkopplungskompensator und Verstärkungsfilterstrecke gemäss Fig. 1 im Frequenzbereich durchgeführt wird;

Fig. 3 in Darstellung analog derjenigen der Fig. 1 und 2, eine erste Ausführungsvariante eines erfindungsgemässen Hörhilfegerätes;

Fig. 4 eine weitere bevorzugte Ausführungsvariante des Hörhilfegerätes nach Fig. 3, dargestellt analog zu den Fig. 1 bis 3;

Fig. 5 ausgehend von dem in Fig. 4 dargestellten Hörhilfegerät, eine weitere bevorzugte Ausführungsvariante des erfindungsgemässen Gerätes in Darstellung analog derjenigen der Fig. 1 bis 4;

Fig. 6 anhand eines vereinfachten Signalfuss-Funktionsblockdiagrammes eine bevorzugte Realisationsform der dem Adaptionseingang und der Verstärkungsfilterstrecke vorgelagerten Transformationseinheit gemäss Fig. 5;

Fig. 7 anhand eines vereinfachten Signalfuss-Funktionsblockdiagrammes eine bevorzugte Ausführungsvariante der Verstärkungsfilterstrecke am erfindungsgemässen Gerät gemäss Fig. 5;

Fig. 8 anhand eines vereinfachten Signalfuss-Funktionsblockdiagrammes eine bevorzugte Realisation des Kompensationsfilters am erfindungsgemässen Gerät gemäss Fig. 5;

Fig. 9 anhand eines vereinfachten Signalfuss-Funktionsblockdiagrammes die Bildung des Schrittgrössensignals in Funktion der erfassten Signalleistung, welches Schrittgrössensignal, wie in Fig. 9 bevorzugterweise gebildet, bei der Realisation des Kompensationsfilters nach Fig. 8 eingesetzt ist;

Fig. 10 eine bei der Realisation des Kompensationsfilters gemäss Fig. 8 bevorzugterweise eingesetzte Einheit in vereinfachter Signalfuss-Funktionsblockdarstellung;

Fig. 11 ausgehend von der Darstellung gemäss Fig. 4 eines erfindungsgemässen Hörhilfegerätes, eine heute besonders bevorzugte Ausführungsvariante anhand des bereits vorgestellten Funktionsblockdiagrammes;

Fig. 12 ausgehend von der besonders bevorzugten Ausführungsvariante gemäss Fig. 11, einen Teil einer Weiterentwicklung mit Modellierung des elektrisch-akustischen Wandlers im Zeit- und/oder Frequenzbereich;

Fig. 13 ein Funktionsblock/Signalfussdiagramm eines elektrischen, im Zeitbereich arbeitenden Laut-

sprechermodells, wie es vorzugsweise zur Berücksichtigung des Lautsprecher-Uebertragungsverhaltens am erfindungsgemässen Hörhilfegerät gemäss den Fig. 3, 11 oder 12 eingesetzt wird;

Fig. 14 ausgehend von der Darstellung nach Fig. 12, eine Weiterentwicklung des erfindungsgemässen Gerätes, bei welcher die Modellierung und/oder die Amplitudenlimitierung und/oder die Verstärkung in Funktion des IST-Zustandes einer Batterie geführt wird;

Fig. 15 ausgehend von einem Gerät nach Fig. 11, eine weitere Verbesserung durch gegebenenfalls selektiv gesteuerte Rauschsignalaufschaltung im Frequenz- oder Zeitbereich;

Fig. 16 eine bevorzugte Realisation der Rauschsignalaufschaltung gemäss Fig. 15 im Zeitbereich;

Fig. 17 eine bevorzugte Realisationsform der Rauschsignalaufschaltung nach Fig. 15 im Frequenzbereich.

In Fig. 3 ist anhand eines Signalfuss/Funktionsblockdiagrammes ein Grundprinzip der vorliegenden Erfindung bzw. des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes dargestellt. Es sind darin die bereits anhand der Fig. 1 und 2 verwendeten Bezugszeichen für die bereits dort beschriebenen Funktionsblöcke und Signale verwendet.

In beiden in den Fig. 3 und 4 dargestellten Ausführungsvarianten wird erfindungsgemäss an der Differenzbildungseinheit 13 das zeitdiskrete Differenzsignal $r(nT)$ aus dem A/D-gewandelten Ausgangssignal $d(t)$ des ak/el-Wandlers 1 und dem Ausgangssignal des Kompensatorfilters 15_i gebildet. Erst das Differenzsignal $r(nT)$ ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit 13 wird einer überlappenden orthogonalen Transformation LOT unterworfen.

Gemäss Fig. 3 wird das Differenzsignal $r(nT)$ an einer LOT-Transformationseinheit 20 in das Adaptionsteuersignal $E[k]$ gewandelt, welches dem Adaptionseingang A_i des Kompensatorfilters 15_i zugeführt wird. Weil an der LOT-Transformationseinheit 20 die Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformation in Blöcken vorgegebener Anzahl Abtastwerte aus dem Differenzsignal $r(nT)$ erfolgt, bezeichnet $[k]$ die Nummer des ausgangsseitig der Transformationseinheit 20 erscheinenden Signalblocks.

Das Differenzsignal $r(nT)$ wird gemäss Fig. 3 im Zeitbereich der Verstärkungsfilterstrecke 5 zugeführt und über den D/A-Wandler 7 dem el/ak-Wandler 9 zugespielt. Eingangsseitig ist der D/A-Wandler 7 beaufschlagt mit dem zeitdiskreten Ausgangssignal $u(nT)$ der Verstärkungsfilterstrecke 5. Dieses Ausgangssignal $u(nT)$ wird einer weiteren orthogonalen Transformationseinheit 22 zugeführt und dort vom Zeitbereich in den Frequenzbereich gewandelt. Das Ausgangssignal der Transformationseinheit 22 wird als Eingangssignal dem Eingang E_i des Kompensatorfilters 15_i zugeführt. Das Ausgangssignal $\hat{Y}[k+1]$ besagten Filters 15_i wird an einer Rücktransformationseinheit ILOT 24 in den Zeitbereich rücktransformiert und ihr Ausgangssignal $\hat{y}(nT)$ als zeitdiskretes Signal der Differenzbildungseinheit 13 zugeführt.

Zu der Ausführungsvariante in Fig. 3 hinzukommend, wird nun gemäss Fig. 4 nicht nur die Signalverarbeitung am Kompensationsfilter 15_i im Frequenzbereich vorgenommen, sondern auch an der Verstärkungsfilterstrecke 5_i. Hierzu ist der Verstärkungsfilterstrecke 5_i eine Transformationseinheit LOT 28 vorgeschaltet und dem D/A-Wandler 7 eine Rücktransformationseinheit ILOT 26; die Transformationseinheit 22 gemäss Fig. 3 entfällt.

Grundsätzlich wird demnach, und gemäss Wortlaut von Anspruch 1, wie anhand von Fig. 3 und 4 erläutert wurde, im Unterschied zu bekannten Vorgehen gemäss Fig. 2, die Differenzbildung an der Differenzbildungseinheit 13 im Zeitbereich vorgenommen, wodurch die obgenannten Nachteile bezüglich Zeitvarianz des Vorgehens gemäss Fig. 2 behoben sind.

Es ergibt sich damit die Möglichkeit, an den LOT-Transformationseinheiten 20, 22, 28 und, entsprechend, an den ILOT-Rücktransformationseinheiten 24, 26 mit wesentlich kleineren Blocklängen zu arbeiten, als dies beim Vorgehen gemäss Fig. 2 möglich ist, beispielsweise gemäss einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung mit Blocklängen der Blöcke k von 128 Abtastwerten.

Fig. 3 zeigt dabei, wie erwähnt, eine erste Realisationsform, welche der Definition gemäss Anspruch 2 entspricht, nämlich bei der je eine Transformationseinheit LOT 20 bzw. 22 dem Signaleingang E_i und dem Adaptionseingang A_i des Kompensatorfilters 15_i vorgelagert ist.

Eine bevorzugte Ausführungsvariante ist diejenige gemäss Fig. 4, welche der Definition gemäss Anspruch 3 entspricht, gemäss welcher dem Adaptionseingang A_i des Kompensatorfilters 15_i sowie dem Eingang der Verstärkungsfilterstrecke 5_i je eine LOT-Transformationseinheit 20 bzw. 28 vorgelagert ist und dem Eingang des D/A-Wandlers 7 eine entsprechende ILOT-Rücktransformationseinheit 26.

Für die Blockbildung und -verarbeitung in überlappenden orthogonalen Transformationen stehen zwei einfache Techniken, nämlich die "overlap-save"- und "overlap-add"-Technik zur Verfügung. Es kann hierzu vollumfänglich auf das einschlägige Schrifttum verwiesen werden, wie beispielsweise auf "Signal Processing with Lapped Transforms", Henrique S. Malvar, Artech House, Boston, 1992.

In bevorzugter Realisationsform der vorliegenden Erfindung gemäss dem Wortlaut von Anspruch 5 ist, wie in Fig. 4 dargestellt, auch dem Verstärkungsfilter 5_i eine LOT-Transformationseinheit 28 vorgelagert,

dem Eingang des D/A-Wandlers 7 eine ILOT-Rücktransformationseinheit 26, und weiter dem Ausgang des Kompensatorfilters 15, eine ILOT-Rücktransformationseinheit 24 nachgelagert. Diese Transformations- bzw. Rücktransformationseinheiten 28, 24 und 26 arbeiten in der erwähnten bevorzugten Ausführungsvariante nach der "overlap-save"-Technik. Hingegen arbeitet die dem Adaptionseingang A_i , insbesondere gemäss

Fig. 4, vorgelagerte LOT-Transformationseinheit 20 bevorzugterweise nach dem "overlap-add"-Prinzip. Insbesondere diese bevorzugten Ausführungsvarianten des Einsatzes der Blockverarbeitungstechniken führen zu einer weiteren bevorzugten Realisationsform des erfindungsgemässen Hörgerätes, wie es in Fig. 5 dargestellt ist.

Im Unterschied zu Fig. 4 wird hier das zeitdiskrete Differenzsignal $r(nT)$ einer einzigen LOT-Transformationseinheit 30 zugeführt, aus deren Ausgangssignal sowohl das dem Adaptionseingang A_i zugeführte Adaptionssignal $E[k]$ wie auch das der Verstärkungsfilterstrecke 5, zugeführte Eingangssignal $R[k]$ gebildet wird.

Wie erwähnt, basieren die überlappenden orthogonalen Transformationen vorzugsweise auf der DFT.

In Fig. 6 ist eine Realisationsform des Datenübertragungspfad zwischen zeitdiskretem Differenzsignal $r(nT)$ ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit 13 zum Adaptionssignal $E[k]$ bzw. dem Eingangssignal $R[k]$ zu der Verstärkungsfilterstrecke 5, gemäss Fig. 5 dargestellt.

Demnach ist dem Ausgang der Differenzbildungseinheit 13 mit dem zeitdiskreten Differenzsignal $r(nT)$ eine überlappende orthogonale Transformationseinheit 30a, basierend auf der DFT, nachgelagert. Sie arbeitet, wie mit der Indexierung OA dargestellt, nach dem "overlap-add"-Prinzip. Dazu wird eingangs der Fehlerblock $e[k]$ durch Aufteilung von $r(nT)$ in Teilblöcke der Länge N gebildet, die jeweils, in der hier bevorzugten Variante mit $N = 64$, durch Hinzufügen von Nullen auf eine Gesamtblochlänge, hier von $2N = 128$ Werten, verlängert werden, d.h.

$$e[k] = (0 \dots 0, r((k+1)NT), r((k+1)NT+T) \dots r((k+2)NT-T))^T.$$

Seine DFT, nämlich $E[k]$, wird, in der bevorzugten Variante gemäss Fig. 5, direkt dem Adaptionseingang A_i des Kompensationsfilters 15, zugeführt. Ueber eine Verzögerungseinheit 32 mit entsprechender Zwischenspeicherung werden sich folgende Blöcke, also der Nummern k und $k+1$, zur Verfügung gestellt. Eine stellenweise Ueberlagerung in der Einheit 34 liefert dann direkt den Block $R[k]$, aber nun der "overlap-save"-Art, welcher in der vorgängig als bevorzugte Variante bezeichneten Realisierung, gemäss Fig. 5, direkt der Verstärkungsfilterstrecke 5, zugeführt wird. Die Ueberlagerung in Einheit 34 ist dabei durch die Formel

$$R_j[k] = E_j[k] + (-1)^j E_j[k-1],$$

gegeben, wobei j (von 0 bis $2N-1$) die Nummer der Blockstelle bezeichnet.

Durch dieses Vorgehen wird eine wesentliche Reduktion der notwendigen Hardware- und Rechenleistung realisiert.

Gemäss Fig. 7 folgt innerhalb der von $R[k]$ beaufschlagten Verstärkungsfilterstrecke 5, als erstes, das eigentliche Verstärkungsfilter 40, dem eine Verzögerungseinheit 42 mit entsprechender Zwischenspeicherung nachgelagert ist. Hierbei bezeichnet der Parameter d die Gesamtverzögerung des Systems (vom Ausgang des A/D-Wandlers 3 zum Eingang des D/A-Wandlers 7), normalisiert mit dem Ueberlappungsparameter der Teilblocklänge N . Bedingt durch die Blockverarbeitung ergibt sich eine minimale Verzögerungszeit von N Abtastwerten, entsprechend einem minimalen d -Wert von 1. In der hier bevorzugten Variante mit einer Teilblocklänge von $N = 64$ und einer Gesamtblochlänge von $2N = 128$ wurde unter Verwendung eines einzigen Teilkompensators (wie im folgenden mit Bezugnahme auf Fig. 8 genauer erläutert wird) d auf den Wert 2 gesetzt.

Das ausgangsseitig zur Verfügung stehende Blocksignal $U[k+1]$ wird nun einerseits dem Eingang E_i des Kompensators 15, zugeführt und andererseits in der ILOT-Einheit 26 einer inversen DFT der "overlap-save"-Art unterzogen. Da dabei das entsprechende Zeitsignal $u(nT)$ um eine Teilblocklänge N verzögert entsteht, rechtfertigt sich im nachhinein die Numerierung von $U[k+1]$ mit der Blocknummer $k+1$.

In Fig. 8 ist eine bevorzugte Ausbaubauvariante des Kompensatorfilters 15, am erfindungsgemässen Hörgerät gemäss Fig. 5 dargestellt. Dabei werden durch Zwischenspeicherung mit Verzögerungseinheiten vom Typ, wie bei 56 dargestellt, die Blocksignale $U[k+1]$ bis $U[k+1-L]$ bereitgestellt und, davon ausgehend, mit Hilfe von Teilkompensatoren, deren erster in Fig. 8 als Einheit 50 bezeichnet ist, die Teilschätzungen $\hat{Y}_1[k+1]$ bis $\hat{Y}_L[k+1]$ erzeugt, die ihrerseits in Einheit 52 zur Gesamtschätzung $\hat{Y}[k+1]$ addiert werden. Wie Fig. 5 zu entnehmen ist, erfolgt dann in der ILOT-Einheit 24, in der bevorzugten Variante über eine inverse DFT der "overlap-save"-Art, die Rücktransformation in den Zeitbereich.

Unter Bezugnahme auf den ersten Teilkompensator entsteht die Teilschätzung $\hat{Y}_1[k+1]$ am Ausgang der Multiplikationseinheit 64, auf die am Eingang die Blocksignale $U[k+1]$ und das Blockgewicht $\hat{H}_1[k+1]$ wirken. Die Multiplikation wird dabei für jede Blockstelle nach der Formel

$$\hat{Y}_{i,j}[k+1] = U_j[k+2-i]H_{i,j}[k+1]$$

ausgeführt, wobei j die Blockstelle von 0 bis $2N-1$ und i die Teilkompensatornummer von 1 bis L bezeichnen.

Das Blockgewicht $H_{i,j}[k+1]$ repräsentiert dabei die aktuelle Schätzung im Frequenzbereich für den i -ten Teilbereich der Länge N der zeitdiskreten Impulsantwort h der akustisch-mechanischen Störrückkopplung 11. Die Schätzung $H_{i,j}[k+1]$ wird vorgängig der Bildung von $\hat{Y}_{i,j}[k+1]$ unter Zuhilfenahme der alten Schätzung $H_{i,j}[k]$ aktualisiert. Dazu wirken, wieder unter Bezugnahme auf den Teilkompensator 1, das Blocksignal $U[k+1-1]$ und die Schrittweite $\mu[k+1-1]$ auf die Multiplikationseinheit 54, welche ausgangseitig zusammen mit dem Blocksignal $E[k]$ auf die Multiplikationseinheit 58 geführt wird. Der Ausgang von Einheit 58 wird dann in der Summationseinheit 60 entsprechend der Formel

$$\hat{H}_{i,j}[k+1] = \hat{H}_{i,j}[k] + \mu_j[k+1-i]U_j^*[k+1-i]E_j[k]$$

zur Aktualisierung von $H_{i,j}[k+1]$ verwendet. Hierbei bezeichnet j wieder die Blockstelle und i die Teilkompensatornummer. Der Index (*) steht für konjugiert komplex.

Das Arbeiten mit Hilfe von Teilkompensatoren hat den Vorteil, dass die minimale Verzögerung $D = N$ durch Wahl der Teilblocklänge N unabhängig von der tatsächlichen Impulsantwortlänge der Störrückkopplung 11 eingestellt werden kann. Damit ist ein "trade-off" zwischen Verzögerung D und der die Effizienz der Bearbeitung bestimmenden Teilblocklänge N möglich. Weiter lassen sich einzelne Teilbereiche der Impulsantwort h , beispielsweise entsprechend den akustischen Nah- und Fernbereichen, gezielt durch entsprechende Blockgewichte im Frequenzbereich beeinflussen.

Grundsätzlich kann jedes bekannte Verfahren zur Führung der Schrittweite $\mu[k]$ eingesetzt werden.

In Fig. 9 ist nun eine heute bevorzugte Ausbauparallel zur Erzeugung der normalisierten Schrittweite $\mu[k]$ gemäss Fig. 8 dargestellt, die zugleich zur Stopppung des Adaptionvorganges Verwendung findet. Dazu wird beispielsweise, ausgehend vom Blocksignal $U[k]$, gemäss Fig. 8, dieses Blocksignal vor dem Zuführen an die Multiplikationseinheit 54 dazu verwendet, das aktuelle Blocksignal $\mu[k]$ zu berechnen, indem das Blocksignal $U[k]$ einer Leistungserfassungseinheit 70 zugeführt wird, welche ihrerseits auf zwei Interpolationsfilter 72 resp. 74 wirkt. Ausgangsseitig steuern diese Interpolationsfilter die Skalierungseinheit 78, welche schlussendlich die für die Normalisierung der Referenzschrittweite μ_0 benötigte Skalierungsgrösse $S[k]$ am Eingang der Multiplikationseinheit 80 liefert.

Die Interpolationsfilter arbeiten gemäss der Formel

$$P_{U,j}[k] = c(1-\gamma)U_j^*[k]U_j[k] + \gamma P_{U,j}[k-1]$$

und sind mit γ und c parametrisiert. Der Index j bezeichnet, wie hier üblich, die Blockstelle. In der bevorzugten Realisierung wurde $\gamma = 0.8$ und $c = 1$ für das Filter 72 und $\gamma = 0.995$ und $c = 0.2$ für das Filter 74 gewählt.

Wird für den Interpolator 74 $\gamma = 1$ gewählt, so entfällt dieser Interpolator, und es verbleibt ein zeitlich konstantes Blocksignal $P_{U,\min}$, welches für verschiedene Anwendungen genügen mag und was den Hardware- und Rechenaufwand weiter verringert.

Die Skalierungsgrösse $S[k]$ wird nun einerseits über den Ausgang des Filters 72, in Fig. 9 als Blocksignal $P_U[k]$ bezeichnet, zur Normalisierung der Referenzschrittweite μ_0 verwendet, andererseits aber auch, über den Ausgang des Filters 74, in Fig. 9 als Blocksignal $P_{U,\min}[k]$ bezeichnet, zur Einfrierung des Adaptionvorganges einzelner Frequenzkomponenten bei ungenügender Leistung. Die Skalierungsgrösse $S[k]$ wird dazu gemäss der Formel

$$S_j[k] = \begin{cases} 0 & \text{für } P_{Uj}[k] < P_{Uj}^{\min}[k], \\ P_{Uj}^{-1}[k] & \text{sonst} \end{cases}$$

gebildet, wobei die j wie üblich die Blockstelle bezeichnen.

In Fig. 10 ist eine weitere bevorzugte Ausbaubauvariante dargestellt, die unter Verwendung von Teilkompensatoren gemäss Fig. 8 die Sprachqualität, bei sonst gleichen Parametern, wesentlich verbessert. Dazu wird die Schätzung $\hat{H}_i[k+1]$ des Teilkompensators i, vorgängig der Multiplikation mit $U[k+2-i]$ in Einheit 64 von Fig. 8, über eine Projektionseinheit 62 geführt. Hierzu wird beispielsweise das Blockgewicht $\hat{H}_i[k+1]$ einer inversen DFT unterworfen (Einheit 82), anschliessend durch Nullsetzen der Blockstellen mit Index N bis $2N-1$ gereinigt (Einheit 84) und schlussendlich wieder in den Frequenzbereich zurücktransformiert (Einheit 86).

Bekanntlich ist der elektrisch-akustische Wandler 9 in dem Sinne nicht linear, als er ab bestimmten Eingangssignalamplituden nicht mehr linear Eingangssignal in Ausgangssignal wandelt. Nebst den dadurch bewirkten akustischen Verzerrungen ist zu berücksichtigen, dass der Signalpfad über Kompensationsfilter 15, möglichst exakt dem Signalpfad über die Funktionsblöcke 7, 9, 11, 1 und 3 nachgebildet sein sollte und, nach den bisherigen Erläuterungen, die erwähnten Nichtlinearitäten am Wandler 9 nicht nachbilden kann. Zudem soll auch im Hörgerät der maximale Ausgangspegel gemäss den individuellen Bedürfnissen des Anwenders eingestellt werden können. Dabei entsteht das Problem, dass der Wandler 9 in seinen nichtlinearen Bereich getrieben wird, selbstverständlich nur, wenn der individuell eingestellte maximale Ausgangspegel den Wandler in den erwähnten Bereich überhaupt aussteuern kann.

Aus diesem Grunde wird weiter vorgeschlagen, wie in Fig. 3 gestrichelt dargestellt, bei dieser Ausführungsform des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes dem Verstärkungsfilter 5 eine im Zeitbereich arbeitende, vorzugsweise einstellbare Limitereinheit 90 nachzuschalten, welche das Ausgangssignal des Verstärkungsfilters 5 bezüglich Amplitude so beschränkt, dass der Wandler 9 nie in seinen nichtlinearen Bereich getrieben wird und die zudem erlaubt, den maximalen Ausgangsschallpegel am Wandler 9, individuellen Bedürfnissen entsprechend, insbesondere auch tiefer, einzustellen, wie dies mit den Doppelpfeilen angedeutet ist.

Bei der Ausführungsvariante gemäss Fig. 4 wird dies dadurch erreicht, dass dem im Frequenzbereich arbeitenden Verstärkungsfilter 5, eine Einheit 90, nachgeschaltet wird, welche im Frequenzbereich die Frequenzanteile des Signalspektrums, ihre gegenseitige Phasenlage berücksichtigend, so limitiert, dass ausgangsseitig der Rückwandlungseinheit 26 und des Digital/Analog-Wandlers 7 ein zeitvariables Signal $u(t)$ entsteht, welches den Wandler 9 nie in den nichtlinearen Übertragungsbereich treibt, und die zudem die maximale individuelle Aussteuerung einzustellen erlaubt.

Dasselbe Vorgehen wird mit der Einheit 90, auch bei der Ausführungsvariante gemäss Fig. 5 realisiert.

In Fig. 11 ist eine weitere Ausführungsvariante des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes dargestellt, welche der in Fig. 4 dargestellten weitestgehend entspricht, mit dem Unterschied, dass die Rücktransformationseinheit 26 gemäss Fig. 4, nun 26a, unmittelbar ausgangsseitig der Verstärkungsfiltereinheit 5, vorgesehen ist und eingangsseitig des Kompensationsfilters 15, eine LOT-Transformationseinheit 22a bereits besprochener Art angeordnet ist. Obwohl eine solche Ausführungsform auf den ersten Blick, und verglichen mit derjenigen nach Fig. 4, kaum Vorteile zu erbringen scheint, eröffnet sie doch die nachfolgend erläuterte Möglichkeit.

Wie aus Fig. 4 ersichtlich, welche, wie vorgängig erläutert, ebenso wie Fig. 5, eine bevorzugte Ausführungsvariante des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes darstellt, ist dort das Vorsehen einer Limitereinheit nur im Frequenzbereich möglich, weil eine solche Einheit auch im Signalpfad mit dem Kompensationsfilter 15, wirksam sein muss.

Wie nun in Fig. 11 bei 90 dargestellt, ermöglicht die hier dargestellte Funktionsblockstruktur das Vorsehen einer im Zeitbereich arbeitenden Limitereinheit 90, welche wesentlich einfacher zu realisieren ist als eine im Frequenzbereich arbeitende.

Dies erlaubt auch eine einfache Erweiterung mit Einheiten zur Kompensation von nichtlinearen Effekten, wie im folgenden beschrieben.

Um eine genügend genaue Identifikation des Wandlers 9 durch das Kompensationsfilter 15, zu gewährleisten, wird vorerst dessen Aussteuerung beschränkt, um zu verhindern, dass er im nichtlinearen Bereich betrieben wird. Dies hat natürlich eine entsprechende Reduktion der maximal möglichen Signalverstärkung des erfindungsgemässen Hörhilfegerätes von Wandler 1 nach Wandler 9 zur Folge.

In Fig. 12 ist eine bevorzugte Ausführungsvariante der dem Kompensationsfilter 15_i vor- bzw. der dem Verstärkungsfilter 5_i nachgelagerten Signalverarbeitung am Gerät nach Fig. 11 dargestellt. Gemäss Fig. 12 wird grundsätzlich im Signalpfad mit dem Kompensationsfilter 15_i der elektrisch-akustische Wandler 9 mit seiner Nichtlinearität nachgebildet, d.h. modelliert. Dies wird durch eine Modellierungseinheit 92, der Transformationseinheit 22a gemäss Fig. 11 vorgeschaltet und mithin im Zeitbereich arbeitend, realisiert und/oder durch eine Modellierungseinheit 92_i, der Transformationseinheit 22a nachgeschaltet und mithin im Frequenzbereich arbeitend.

Durch dieses Vorgehen wird erreicht, dass, je nach Güte der Modelliereinheit 92, die Limite der Einheit 90 höher angesetzt und damit das Ausgangssignal um bis zu 6dB, verglichen mit der Ausführungsvariante in Fig. 11, erhöht werden kann. Gegebenenfalls kann die Limiterfunktion der Einheit 90 auch stillgesetzt werden.

Die Modelliereinheit 92 kann beispielsweise, wie in R. Isermann, "Identifikation dynamischer Systeme", Springer-Verlag, 2:238, 1988, vorgeschlagen, als vereinfachtes Wiener-Modell realisiert werden.

Die Transformation in den Zeitbereich zwischen Verstärkungsfilter 5_i und Kompensationsfilter 15_i erlaubt auf die gleiche vorbeschriebene Art auch das Hinzufügen eines nichtlinearen Korrekturfilters in den Signalpfad mit dem Verstärkungsfilter 5_i. Dies wird, wie aus Fig. 12 ersichtlich, durch eine Modellierungseinheit 94 realisiert, der Transformationseinheit 26a nachgeschaltet und mithin im Zeitbereich arbeitend, und/oder durch eine Modellierungseinheit 94_i, der Transformationseinheit 26a vorgeschaltet und mithin im Frequenzbereich arbeitend.

Selbstverständlich ist es möglich, in den bevorzugten Realisierungsvarianten gemäss Fig. 11 und 12 die LOT-Einheiten 20 und 28 durch eine einzige LOT-Transformationseinheit 30 zu ersetzen, wie in Fig. 5 und 6 gezeigt.

In Fig. 13 ist die Realisation eines erfindungsgemässen Lautsprechermodells im Zeitbereich dargestellt. Insbesondere beim erfindungsgemässen Hörhilfegerät wird es eingesetzt, gemäss Fig. 3 und 11 an der Stelle des Blockes 90 und gemäss Fig. 12 anstelle der Blöcke 92 bzw. 90 und 94.

Es umfasst einen Vorfilter 100 mit der Übertragungsfunktion $F_1(\omega)$, im wesentlichen mit Tiefpasscharakteristik. Die Eckfrequenz ω_1 in dem im Block 100 qualitativ dargestellten Bode-Diagramm der Filtercharakteristik liegt bei ca. 0,8kHz, die Verstärkung $|F_1|$ bei der Eckfrequenz ω_1 ist ca. 0dB. Ebenso ist die Asymptotensteigung S_1 ungefähr 0dB/DK.

Die Identifikationsgrössen, nämlich Eckfrequenz ω_1 sowie die Asymptotensteigungen S_1 und S_2 , wie auch die Verstärkung, beispielsweise bei der Eckfrequenz ω_1 , werden durch Identifikation des zu modellierenden Lautsprechers bzw. Wandlers 9 identifiziert.

Dem Vorfilter 100 nachgeschaltet, ist eine lineare Verstärkereinheit 102 vorgesehen, woran der Verstärkungsfaktor K eingestellt wird. Der linearen Verstärkungseinheit 102 nachgeschaltet, ist eine nichtlineare Verstärkungseinheit 104 vorgesehen. Die Kennlinie der nichtlinearen Verstärkungsfunktion $Y = Q(x)$ ergibt sich zu:

$$y = x + ax^2 + bx^3 + cx^4 + dx^5.$$

Für kleine Eingangssignale ist die Verstärkung der nichtlinearen Verstärkungseinheit 104 eins, womit die Verstärkungskennlinie um den Ursprung die Steigung eins aufweist. Für höhere Eingangssignale hube x weist die nichtlineare Verstärkungskennlinie, wie vom Lautsprecher bzw. Wandler 9 bekannt, Sättigungsverhalten auf.

Die Koeffizienten a , b , c , d und die Verstärkung K werden wiederum anhand des tatsächlich zu modellierenden Lautsprechers bzw. Wandlers 9 identifiziert.

Der nichtlinearen Verstärkungseinheit 104 nachgeschaltet, ist wiederum eine lineare Verstärkungseinheit 106 vorgesehen, woran die Verstärkung K des linearen Verstärkungsgliedes 102 kompensiert - K^{-1} - wird. Ihr nachgeschaltet, ist eine Filtereinheit 108 vorgesehen, im wesentlichen mit Hochpasscharakteristik, welche, wie ersichtlich, im wesentlichen den Frequenzgang des Vorfilters 100 wiederum kompensiert.

Damit besteht die Lautsprechermodellierungseinheit, wie sie in Fig. 13 dargestellt ist, im wesentlichen aus einem linearen Verstärkerteil 102, 106, 100 und 108 sowie einer nichtlinearen Verstärkungseinheit 104.

Sättigungs- oder Begrenzungserscheinungen können nebst den bereits erwähnten zwei Ursachen, nämlich willentliche Begrenzung des maximalen Ausgangssignalpegels des Wandlers 9 gemäss individuellen Bedürfnissen oder Aussteuerung des Wandlers 9 in seinen wandlerspezifischen, nichtlinearen Sättigungsbereich, noch auf einer weiteren Ursache basieren, nämlich auf dem Abfall der Batteriespannung, welche das erfindungsgemässe Gerät speist. Die Alterung der Batterie, welche das Gerät speist, bewirkt insbesondere am D/A-Wandler 7 eine Abnahme der Signalverstärkung und eine Verringerung der Aussteuerungsgrenze, d.h. der maximale analoge Aussteuerungsbereich wird mit abnehmender Batteriespannung

kleiner.

Zudem erscheint üblicherweise die Ausgangsimpedanz der Batterie in Serie zur Impedanz des elektrisch-akustischen Wandlers 9. Damit ändert sich gegen Ende der Batterielebensdauer die Batterieausgangsimpedanz und damit das letztere mitumfassende, dem D/A-Wandler 7 nachgeschaltete Ersatzbild, m.a.W., es ändern die, wie erläutert wurde, zu modellierenden, ausgangsseitig des Wandlers 7 erscheinenden Nichtlinearitäten.

Um nun eine bleibend hohe Rückkopplungsunterdrückung und ihre Stabilität, wie erfindungsgemäss angestrebt, zu erreichen, wird weiter vorgeschlagen, gemäss den Fig. 3, 4 oder 5, die Limitereinheit 90 im Zeitbereich oder 90_i im Frequenzbereich mittels der momentanen Batteriespannung und/oder der momentanen Batterieimpedanz bezüglich ihrer Begrenzungswirkung zu steuern.

Ausgehend von der Ausführungsvariante gemäss Figs. 11 und 12, ist dieses Vorgehen schematisch in Fig. 14 dargestellt. Am Ausgang der Batterieeinheit 120, welche, wie mit "block powering" schematisch angedeutet, die verschiedenen aktiven Komponenten in den Blöcken des erfindungsgemässen Hörgerätes speist, wird an einer Messeinheit 122 die momentane Batteriespannung U_B und/oder die momentane Impedanz \bar{Z}_B gemessen, resultierend in entsprechenden Messsignalen $e(U_B)$ bzw. $e(\bar{Z}_B)$. Diese Messsignale steuern die Limitereinheit 90, analog im Frequenzbereich die Limitereinheit 90_i gemäss den Fig. 4, 5, 11 bzw. 12, 14 und/oder die Modelleinheiten 92, 92_i bzw. 94, 94_i von Fig. 12, 13, 14. Selbstverständlich werden dabei bevorzugterweise die Messsignale e nach Digitalisierung eingesetzt, wozu die Messeinheit 122 ausgangsseitig mit einem A/D-Wandler (nicht dargestellt) versehen ist.

Dadurch werden insbesondere die Limitergrenzen und/oder die Modellparameter durch die momentane Batterieausgangsspannung bzw. deren momentane Impedanz in steuerndem Sinne nachgeführt.

Die Modellparameter an den Modelleinheiten 92 bzw. 92_i, 94 bzw. 94_i werden in Funktion der erwähnten Messgrössen an der Batterie 120 rechnerisch oder über in Tabellen abgespeicherte, durch die momentanen Messgrössen abrufbare und aufschaltbare Werte modifiziert.

Wie in Fig. 14 weiter dargestellt, wird, in Funktion der erwähnten Messsignale e , eine Verstärkungseinbusse am D/A-Wandler 7 aufgrund einer Batteriespannungsabnahme kompensiert: Nimmt die Batteriespannung ab und damit die Verstärkung am Wandler 7, so wird mit dem erwähnten Messsignal e am Block 7 die Verstärkung, kompensatorisch, entsprechend erhöht. Der Batteriespannungsabfall wirkt gleichzeitig wie eine Signalbegrenzung durch einen Limiter und wird am besten und bevorzugterweise nachgebildet durch einen Batterieausgangsspannungs-gesteuerten Limiterblock 90_b vor dem Lautsprechermodell 92 bzw. 92_i gemäss Fig. 14.

Bei Vorsehen des Limiterblockes 90_b gemäss Fig. 14 können die Blöcke 90 entfallen, ebenso können bei Vorsehen der Blöcke 92 bzw. 92_i die Blöcke 94 bzw. 94_i entfallen, und es wird bei dieser Realisation mit relativ geringem Aufwand eine batteriespannungsunabhängige, stabile Rückkopplungsunterdrückung erfindungsgemäss erreicht.

Andererseits kann die Funktion des erwähnten Blockes 90_b vollständig durch Vorsehen des Batterieausgangsspannungs-gesteuerten Blockes 90 bzw. 90_i gemäss den Fig. 4 bzw. 5 übernommen werden.

Berücksichtigung der durch Batteriespannungsabfall bewirkten Signallimitierung mittels der gesteuerten Limiterblöcke 90, 90_i bzw. 90_b ist von grosser Wichtigkeit, um die Stabilität des Hörgerätes bei in weiten Grenzen variierenden Batteriespannungen sicherzustellen.

Um die Stabilität der Feedback-Unterdrückung bzw. -Kompensation auch in sehr lauter Umgebung zu gewährleisten, wo, z.B. gemäss Fig. 11, der akustisch-elektrische Wandler 1 übersteuert wird und damit nichtlinear wird, wird, falls erforderlich, ein nichtlineares Modell auch des akustisch-elektrischen Wandlers 1, gegebenenfalls auch das Verhalten des A/D-Wandlers 3 berücksichtigend, zwischen den Ausgang des Kompensatorfilters 15 (Fig. 1) bzw. 15_i (z.B. Fig. 11) und den Subtraktionseingang der Differenzeinheit 13 geschaltet, je nach Anordnung im Frequenz- oder Zeitbereich arbeitend, wie dies bei 91 bzw. 91_i in Fig. 11 eingetragen ist. Für das Modell 91, 91_i gelten die Ausführungen analog zu denen, die bezüglich des Modells 92, 92_i des elektrisch-akustischen Wandlers gemacht wurden. Vorsehen eines solchen "Mikrofon"-Modells an einem Feedback-kompensierten Hörgerät wird für sich als erfinderisch betrachtet, ebenso wie ein "Lautsprechermodell" hierfür, wie z.B. in Fig. 13 dargestellt.

Eine weitere Verbesserung der Wirkung der Kompensationsfilterstrecke 15_i kann dadurch erreicht werden, dass, gegebenenfalls bedingt, Rauschen r im Zeitbereich, wie in Fig. 15 schematisch dargestellt, ausgangsseitig des Verstärkungsfilters 5_i überlagert wird.

Hierzu wird, wie in Fig. 15 dargestellt, an einem Spektrumdetektor 125 das momentane Signalspektrum ausgangsseitig des Verstärkungsfilters 5_i untersucht, beispielsweise daraufhin, wie sehr einzelne Spektrallinien leistungsmässig überragen, d.h. wie sehr der Spektrumsverlauf spitzenbehaftet ist, m.a.W., generell z.B. die Energiedichtevertelung des Spektrums. Ueberschreitet die an der Einheit 125 überwachte Spektrumcharakteristik einen vorgegebenen Grenzverlauf, wie z.B. eine vorgegebene Energieverteilung von

dominanten Spektrallinien zu übrigen Spektrallinien, so wird vorzugsweise über einen Rauschgenerator 127 an der Ueberlagerungseinheit 129 digitales Rauschen r eingekoppelt. Um dabei die Hörbarkeit dieses Rauschens zu vermindern, kann bevorzugterweise, wie bei 133 in Fig. 16 dargestellt, eine Filtereinheit dem Rauschgenerator 127 nachgeschaltet sein, welche das Rauschen gesteuert so formt, dass es genügend schwach ist, verglichen mit dem am Wandler 9 übertragenen momentanen Nutzsignal, beispielsweise um 40dB schwächer ist.

Wie im weiteren bei 131 gestrichelt in Fig. 15 dargestellt, kann das Rauschen auch gegebenenfalls im Frequenzbereich eingekoppelt werden. Wird das Rauschen im Zeitbereich eingekoppelt, so besteht der Rauschgenerator 127 beispielsweise aus einem BPRN, im Frequenzbereich gemäss 127a in Fig. 17 beispielsweise aus einer Tabelle mit Rauschspektren oder einem Rauschalgorithmus.

In Fig. 16 ist, ausgehend von der Darstellung von Fig. 15, eine bevorzugte Realisationsform der Rauschaufschaltung im Zeitbereich dargestellt. Hierzu wird das Ausgangssignal des Verstärkungsfilters 5_i an einer Spektrumform-Detektoreinheit 125a untersucht, und wenn die Spektrumform eine vorgegebene Grenzcharakteristik verlässt, wird das über den linearen Filter 133 geführte Ausgangssignal des Rauschgenerators 127, wie mit der Aufschalteinheit 135 schematisch dargestellt, dem Signal $u(nT)$ gemäss Fig. 15 überlagert, vorzugsweise eingangsseitig der Limitereinheit 90. Wie mit der Steuerverbindung sc dargestellt, wird bevorzugterweise das Uebertragungsverhalten des Filters 133 vom momentanen Spektrum gesteuert.

In Fig. 17 ist eine bevorzugte Ausführungsvariante der Rauschaufschaltung im Frequenzbereich gemäss der gestrichelten Ausführungsvariante mit dem Block 131 von Fig. 15 dargestellt. Das Spektrum ausgangssseitig des Verstärkungsfilters 5_i wird an einer Spektrumform-Detektoreinheit 125_b, analog zur Einheit 125a von Fig. 16, untersucht. Das Ausgangssignal eines Rauschgenerators 127a, worin z.B. Rauschspektren in Tabellen abgespeichert und abrufbar sind, wird über ein Formungsfilter 137 dem Spektrum ausgangssseitig des Verstärkungsfilters 5_i dann überlagert, wie schematisch mit dem Schalter 135a dargestellt, wenn die Spektrumform-Detektoreinheit 125_b eine momentane Spektrumsform detektiert, welche das erwähnte Rauschaufschalten erforderlich macht. Die Ueberlagerung des Rauschens im Frequenzbereich erfolgt an einer Additionseinheit 129a.

Das Formungsfilter 137 ist wiederum durch das momentane Spektrum, z.B. ausgangssseitig des Verstärkungsfilters 5_i, gesteuert.

Grundsätzlich wird die Rauscheinkopplung mit Momentanspektrumgesteuerter Amplituden- und/oder Frequenzverteilung an sich auch als erfinderisch betrachtet.

Patentansprüche

1. Hörhilfegerät mit einem akustisch/elektrischen (ak/el) Wandler mit ausgangssseitigem A/D-Wandler und einem elektrischakustischen (el/ak) Wandler mit eingangsseitigem D/A-Wandler, einer Verstärkungsfilterstrecke zwischen den A/D- und D/A-Wandlern und einem adaptiven Kompensatorfilter (15_i), dessen Signaleingang mit dem D/A-Wandlereingang, dessen Signalausgang mit dem einen Eingang einer Differenzbildungseinheit (13) wirkverbunden ist, wobei der zweite Eingang der Differenzbildungseinheit (13) mit dem Ausgang des A/D-Wandlers (3) wirkverbunden ist, ihr Ausgang auf einen Adaptionseingang (A) des Kompensatorfilters (15_i) sowie den Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5_i) wirkt, wobei weiter die dem Signal(E_i) - und dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters (15_i) zugeführten Signale an mindestens einer Transformationseinheit (20, 28), die eine schnelle orthogonale Transformation durchführt, vom Zeit- in den Frequenzbereich transformiert sind, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens eine Transformationseinheit (22, 20; 20, 28) ausgangssseitig der Differenzbildungseinheit (13) angeordnet ist und zwischen Ausgang des Kompensatorfilters (15_i) sowie dem zugeordneten Eingang der Differenzbildungseinheit (13) eine der Transformationseinheit entsprechende Rücktransformationseinheit (24) wirkt.
2. Gerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass je eine Transformationseinheit (22, 20) dem Signaleingang (E_i) und dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters (15_i) vorgelagert ist.
3. Gerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters sowie dem Eingang des Verstärkungsfilters (5_i) je eine Transformationseinheit (20, 28) vorgelagert ist und dem Eingang des D/A-Wandlers (7) eine Rücktransformationseinheit (26).
4. Gerät nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass gemeinsam dem Adaptionseingang (A_i) des Kompensatorfilters (15_i) sowie dem Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5_i) eine gemeinsame Transformationseinheit (30) vorgelagert ist.

5. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass eine dem Eingang des Verstärkungsfilters (5_r) vorgelagerte Transformationseinheit (20, 28; 30; 30a, 32, 34), eine dem Ausgang des Kompensatorfilters (15_r) nachgelagerte und eine dem D/A-Wandler vorgelagerte (26) Rücktransformationseinheit in der "overlap-save"-Technik arbeiten.

6. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass eine dem Adaptionseingang (A_r) des Kompensatorfilters (15_r) vorgelagerte Transformationseinheit (30; 30a) nach der "overlap-add"-Technik arbeitet.

7. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass dem Ausgang der Differenzbildungseinheit (13) eine Transformationseinheit (30a) nachgelagert ist, welche nach der "overlap-add"-Technik arbeitet, ihr Ausgang auf den Adaptionseingang (A_r) des Kompensatorfilters (15_r) wirkt und einer Blockspeicheranordnung (32) zugeführt ist, worin sukzessive sich folgende, nach der "overlap-add"-Technik gebildete Signalblöcke abgespeichert werden, wobei sich zugeordnete Speicherstellen für sich zugeordnete Blockstellen an einer Additionseinheit (34) vorzeichenrichtig addiert werden, derart, dass der Ausgangsblock der Additionseinheit einen Block in "overlap-save"-Technik darstellt und der Ausgang der Additionseinheit (34) dem Eingang der Verstärkungsfilterstrecke (5_r) zugeführt ist.

8. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Verstärkungsfilterstrecke (5_r) ein Verstärkungsfilter (40) sowie, ihm nachgeschaltet, eine Verzögerungseinheit (42) umfasst.

9. Gerät nach einem der Ansprüche 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, dass das Kompensatorfilter (15_r) umfasst:

- dem Eingang (E_r) des Kompensatorfilters in Serie nachgeschaltete Verzögerungsstufen (56),
- eine Anzahl $1 \leq i \leq L$ von Teilkompensatoren (50), woran Teilschätzungssignale

$$\hat{Y}_i[k+1] \text{ für } 1 \leq i \leq L$$

erzeugt werden, wobei k die Blocknummer bezeichnet, gezählt bei der Zeitbereich/Frequenzbereich-Transformation ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit (13),

- eine Additionseinheit (52), woran die Teilschätzungssignale $\hat{Y}_i[k+1]$ aller $1 \leq i \leq L$ Teilkompensatoren (50) addiert werden und deren Ausgang der Ausgang des Kompensatorfilters (15_r) bildet.

10. Gerät nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass jeder Teilkompensator (50) umfasst:

- einen mit dem Eingang (E_r) des Kompensatorfilters (15_r) über eine Anzahl der Verzögerungsstufen (56) verbundenen Teilkompensatoreingang, wobei die Anzahl Verzögerungsstufen der Anzahl einem Teilkompensator vorgelagerter Verzögerungsstufen entspricht; wobei jede Verzögerungsstufe (56) den Eingang und den Ausgang eines Teilkompensators (50) verbindet,
- eine mit dem Ausgang des Teilkompensators wirkverbundene erste Multiplikationsstufe (54),
- dem Ausgang der ersten Multiplikationsstufe (54) nachgeschaltet, einen Eingang einer zweiten Multiplikationsstufe (58), deren zweiter Eingang mit dem Adaptionseingang (A_r) wirkverbunden ist,
- wobei der Ausgang der zweiten Multiplikationsstufe (58) über eine Akkumulationseinheit (60) auf den einen Eingang einer dritten Multiplikationsstufe (64) wirkt, deren zweiter Eingang mit dem Eingang des Teilkompensators (50) wirkverbunden ist und deren Ausgang auf die Additionseinheit (52) wirkt.

11. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass dem Eingang der Verstärkungsfilterstufe eine Transformationseinheit vorgelagert ist, deren Ausgangssignal nebst auf die Verstärkungsfilterstrecke auf eine Leistungserfassungseinheit (70) wirkt, deren Ausgangssignal dann, wenn die Energie des Signals am Ausgang der Transformationseinheit einen gegebenen Schwellwert überschreitet, die Wirksamkeit eines Signals am Adaptionseingang steuert.

12. Gerät nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass auf den zweiten Eingang der ersten Multiplikationsstufe (54) der Ausgang einer vierten Multiplikationseinheit (80) wirkt, deren einem Eingang ein Signal entsprechend einer Referenzschrittweite (μ_0) zugeführt ist, deren zweitem Eingang der Ausgang einer Skalierungseinheit (78), welcher letzterer die Ausgänge zweier Interpolationsfilter (72, 74) zugeführt sind, die beide über die Leistungserfassungseinheit (70) vom Ausgangssignal der Verstärkungsfilterstrecke beaufschlagt sind.

13. Gerät nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass anstelle eines der Interpolationsfilter (74) ein zeitlich konstantes Signal der Skalierungseinheit (78) zugeführt wird ($\gamma = 1$).
- 5 14. Gerät nach einem der Ansprüche 12 oder 13, dadurch gekennzeichnet, dass dem Ausgang der Akkumulationseinheit (60) und dem Eingang der dritten Multiplikationsstufe (64) eine Rücktransformationseinheit (82), eine Nullsetzungseinheit (84) sowie eine Transformationseinheit (86) zwischengeschaltet sind.
- 10 15. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass dem elektrisch-akustischen (el/ak) Wandler (9) eine amplitudenlimitierende Einheit (90, 90_i) vorgeschaltet ist.
- 15 16. Gerät nach einem der Ansprüche 3 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass dem Eingang des Kompensationsfilters (15_i) eine Transformationseinheit (22a) vorgeschaltet und dem Ausgang der Verstärkungsfilterstrecke (5_i) eine Rücktransformationseinheit (26a) sowie eine Amplitudenlimitierungseinheit (90) nachgeschaltet ist.
- 20 17. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 16, dadurch gekennzeichnet, dass dem Kompensationsfilter (15_i) mindestens eine im Frequenz- und/oder Zeitbereich arbeitende, den elektrischakustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) modellierende Einheit (91, 91_i, 92, 92_i) vor- und/oder nachgeschaltet ist.
- 25 18. Gerät nach einem der Ansprüche 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, dass dem Kompensationsfilter (15_i) eine Transformationseinheit (22a) vor- und der Verstärkungsfilterstrecke (5_i) eine Rücktransformationseinheit (26a) nachgeschaltet ist und der dem Kompensationsfilter (15_i) vorgeschalteten Transformationseinheit (22a) eine den elektrisch-akustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) im Zeitbereich modellierende Einheit (92) vorgeschaltet und/oder der Transformationseinheit (22a) eine den elektrisch-akustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) im Frequenzbereich modellierende Einheit (92_i) nachgeschaltet ist.
- 30 19. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 18, dadurch gekennzeichnet, dass, dem Kompensationsfilter (15_i) vor-, dem Verstärkungsfilter (5_i) nachgeschaltet, je eine den elektrischakustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) vorzugsweise im Zeitbereich modellierende Einheit (92; 94) vorgesehen ist.
- 35 20. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 19, dadurch gekennzeichnet, dass es mindestens eine im Zeitbereich oder Frequenzbereich arbeitende Limitereinheit (90, 90_i, 90_b) umfasst und elektrisch von einer Batterie gespeist ist, dass weiter eine Messeinrichtung zur Erfassung des Batterie-IST-Zustandes (122) vorgesehen ist, deren Ausgang die Limitereinheit steuert.
- 40 21. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 20, dadurch gekennzeichnet, dass der D/A-Wandler einen Verstärkungssteuereingang aufweist, das Gerät batteriegespiessen ist, eine Messeinrichtung (122) für den IST-Zustand der Speisungsbatterie (120) vorgesehen ist, deren Ausgang auf den Verstärkungssteuereingang des D/A-Wandlers geführt ist.
- 45 22. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 21, dadurch gekennzeichnet, dass es mindestens eine den elektrisch-akustischen Wandler (9) und/oder den akustisch-elektrischen Wandler (1) vorzugsweise im Zeitbereich modellierende Einheit (91, 91_i, 92, 92_i, 94, 94_i) umfasst, batteriegespiessen ist und eine Messeinrichtung (122) für den IST-Zustand der Batterie (120) umfasst, deren Ausgang auf Parametersteuereingänge an der mindestens einen modellierenden Einheit geführt ist.
- 50 23. Gerät nach einem der Ansprüche 1 bis 22, dadurch gekennzeichnet, dass, vorzugsweise im Zeitbereich, dem Kompensationsfilter (15_i) eingangsseitig, vorzugsweise mindestens zeitweise, ein Rauschsignal (r) zugeführt (129, 135a) wird.
- 55 24. Gerät nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, dass das Signal ausgangsseitig des Verstärkungsfilters einer Detektionseinheit (125, 125_a, 125_b) zugeführt wird, woran die momentane Form seines Spektrums daraufhin untersucht wird, ob sie eine vorgegebene Bedingung erfüllt oder nicht, und dass das Ausgangssignal der Detektionseinheit die Aufschaltung (135, 135_a) des Rauschsignals steuert.

25. Gerät nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, dass das Rauschsignal über ein Formungsfilter zugeführt ist, das vom Momentanspektrum des Ausgangssignals der Differenzeinheit gesteuert ist.
- 5 26. Hörhilfegerät mindestens nach dem Oberbegriff von Anspruch 1, gegebenenfalls nach einem der Ansprüche 1 bis 25, dadurch gekennzeichnet, dass ein Rauschgenerator (127a) im Frequenzbereich vorgesehen ist, dessen Ausgangssignal ausgangsseitig der Verstärkungsfilterstrecke (5) überlagert eingekoppelt wird.
- 10 27. Hörhilfegerät nach Anspruch 26, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des Rauschgenerators (127a) über ein Formfilter (137) geführt ist, welchem, als Steuersignal für sein Formungsverhalten, das momentane Spektrum eines Signals ausgangsseitig der Differenzbildungseinheit (13) zugeführt ist.
- 15 28. Hörhilfegerät gegebenenfalls nach einem der Ansprüche 1 bis 27, dadurch gekennzeichnet, dass, mindestens zeitweise, dem elektrisch daran übertragenen Signal ein Rauschsignal überlagert ist, über ein lineares Filter (133), dessen Uebertragungsverhalten durch das momentane Spektrum des elektrisch übertragenen Signals gesteuert ist.
- 20 29. Hörhilfegerät mit einer Stör-Rückkopplungskompensation, gegebenenfalls nach einem der Ansprüche 1 bis 28, dadurch gekennzeichnet, dass in einem Kompensationszweig eine das Uebertragungsverhalten des akustisch-elektrischen Wandlers (1) des Gerätes modellierende Einheit (91, 91,) vorgesehen ist.
- 25 30. Das Verhalten eines elektrisch-akustischen Wandlers, insbesondere eines Lautsprechers nachbildende, elektrische Uebertragungseinheit, vorzugsweise für bzw. an einem Hörgerät nach einem der Ansprüche 1 bis 29, dadurch gekennzeichnet, dass sie einen linearen (100, 102, 106, 108) sowie einen nichtlinearen (104) Uebertragungsteil umfasst.
31. Uebertragungseinheit nach Anspruch 30, dadurch gekennzeichnet, dass der lineare Uebertragungsteil lineare Verstärker sowie Filter umfasst.
- 30 32. Uebertragungseinheit nach Anspruch 31, dadurch gekennzeichnet, dass der lineare Uebertragungsteil ein eingangsseitiges Vorfilter, im wesentlichen mit Tiefpasscharakteristik, umfasst, welchem der nichtlineare Uebertragungsteil (104) nachgeschaltet ist, welcher letzterem eine Kompensationsfiltereinheit (108) mit im wesentlichen zum Frequenzgang des Vorfilters inversem Frequenzgang nachgeschaltet ist.
- 35 33. Uebertragungseinheit nach Anspruch 32, dadurch gekennzeichnet, dass der nichtlinearen Uebertragungseinheit (104) ein lineares Verstärkungsglied (102) vor- und ein die Verstärkung des linearen Verstärkungsgliedes kompensierendes, lineares Verstärkungskompensationsglied (106) nachgeschaltet ist.
- 40 34. Uebertragungseinheit nach Anspruch 31, dadurch gekennzeichnet, dass der nichtlineare Teil eine Uebertragungscharakteristik mit Sättigungsverhalten aufweist.

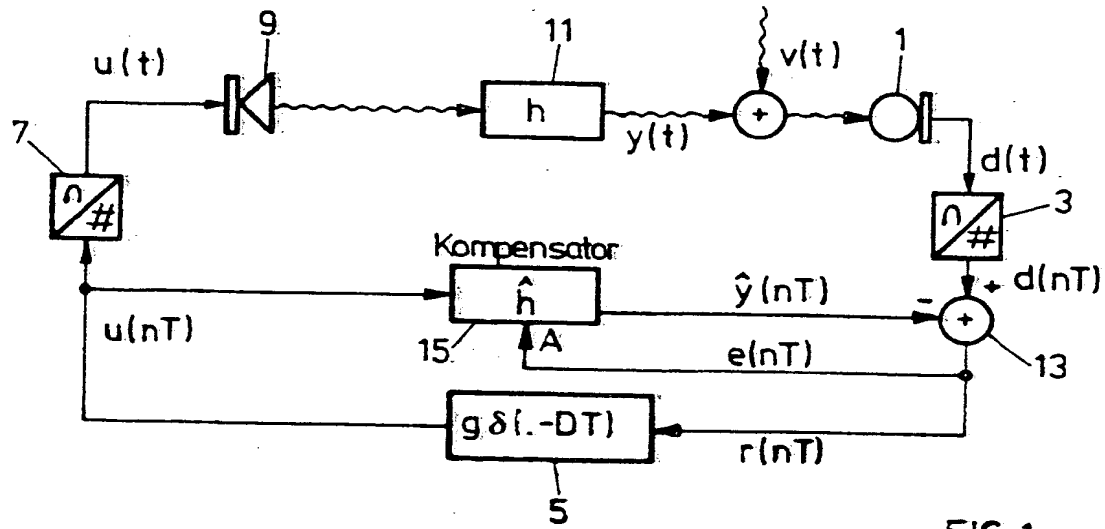


FIG. 1

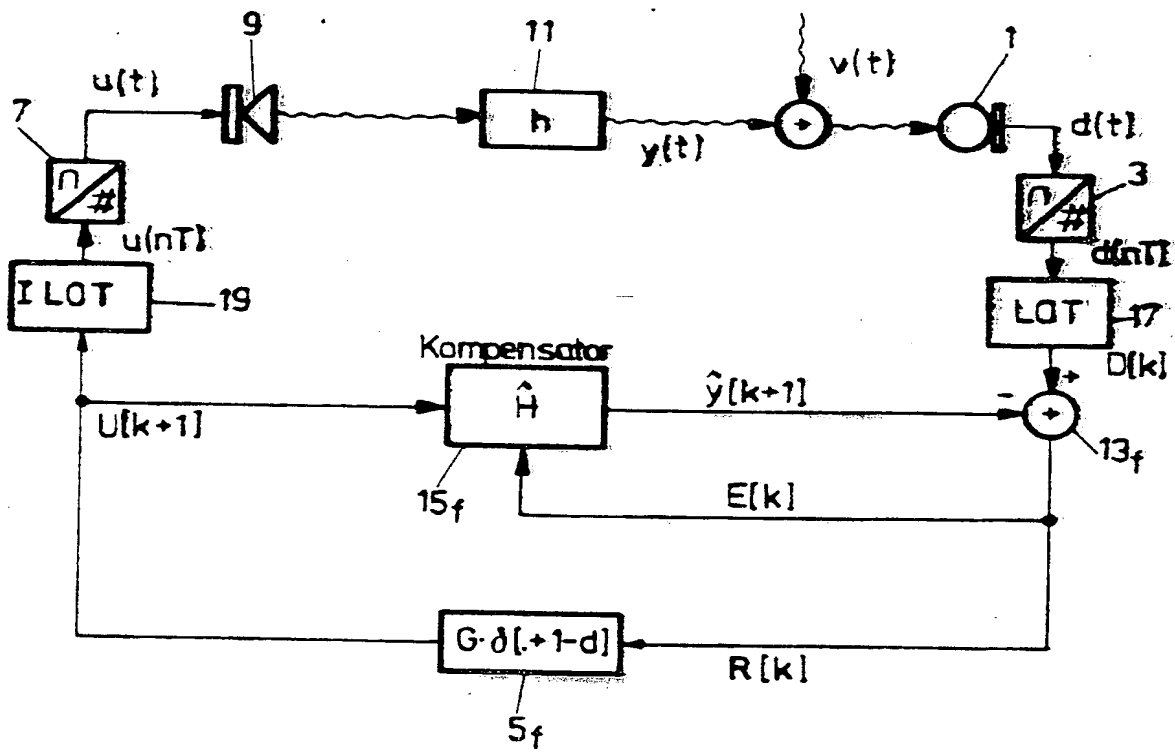


FIG. 2

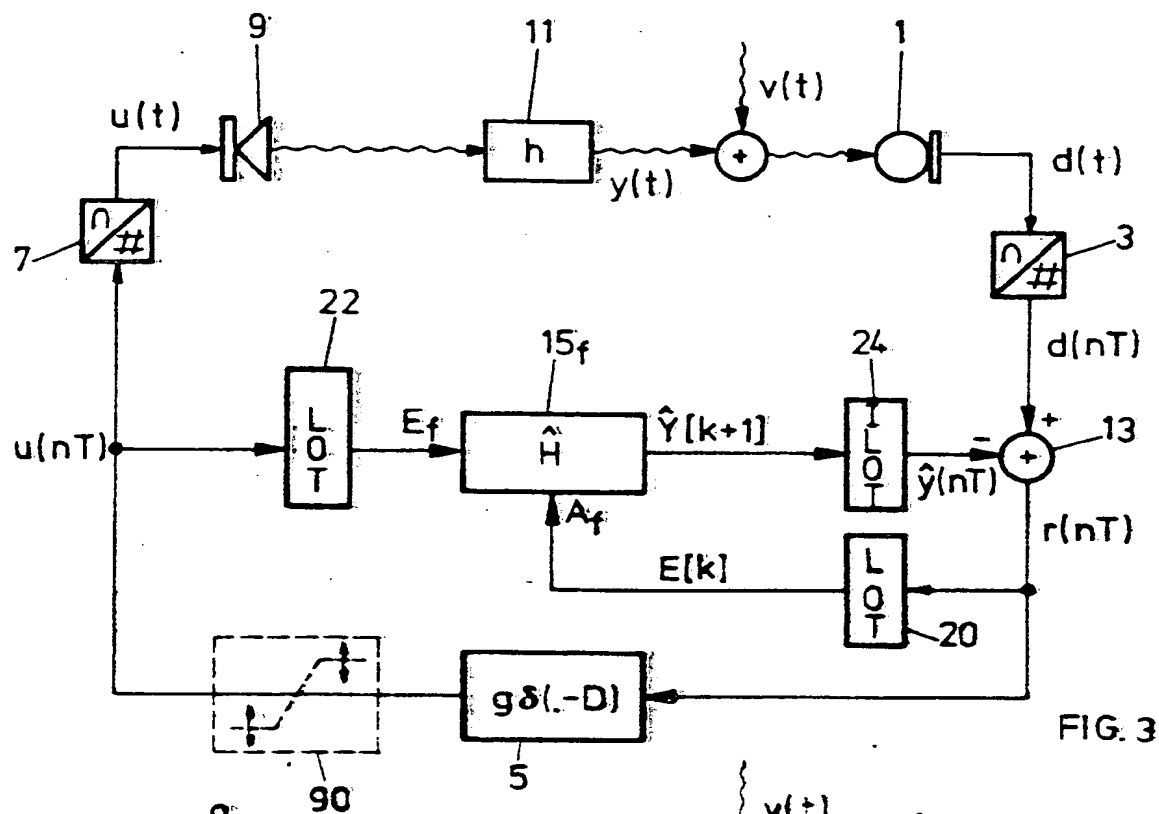


FIG. 3

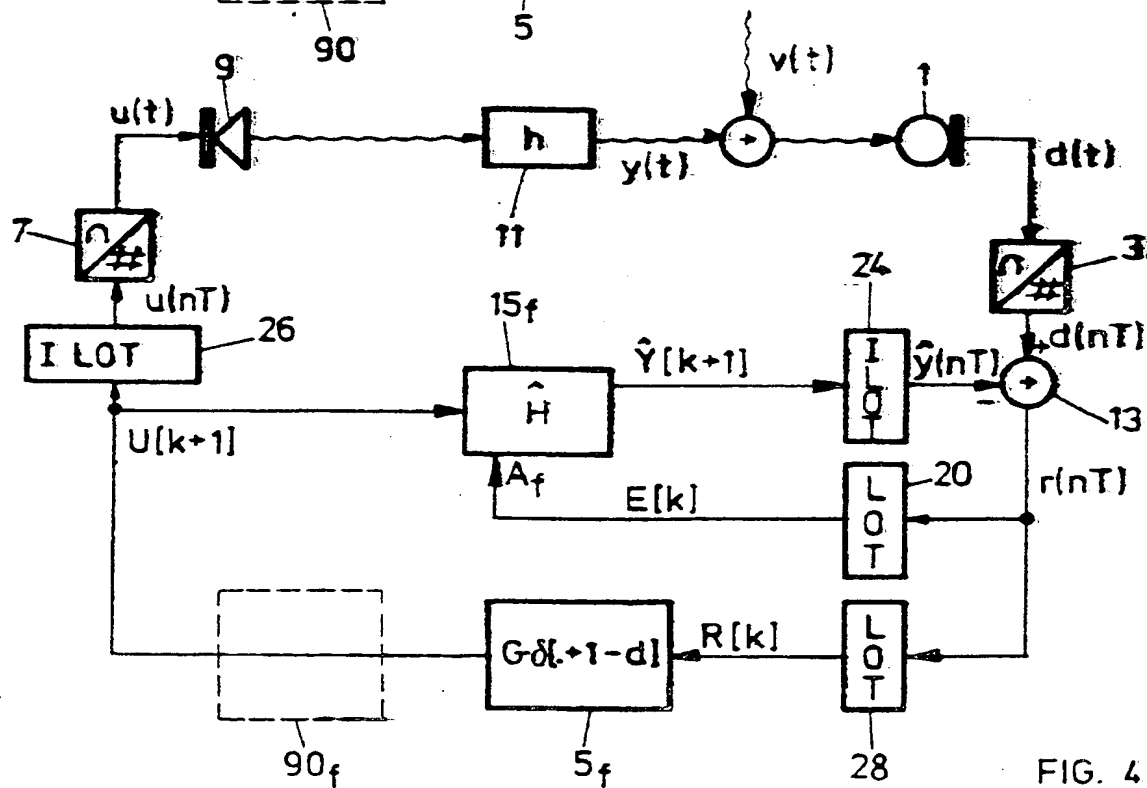


FIG. 4

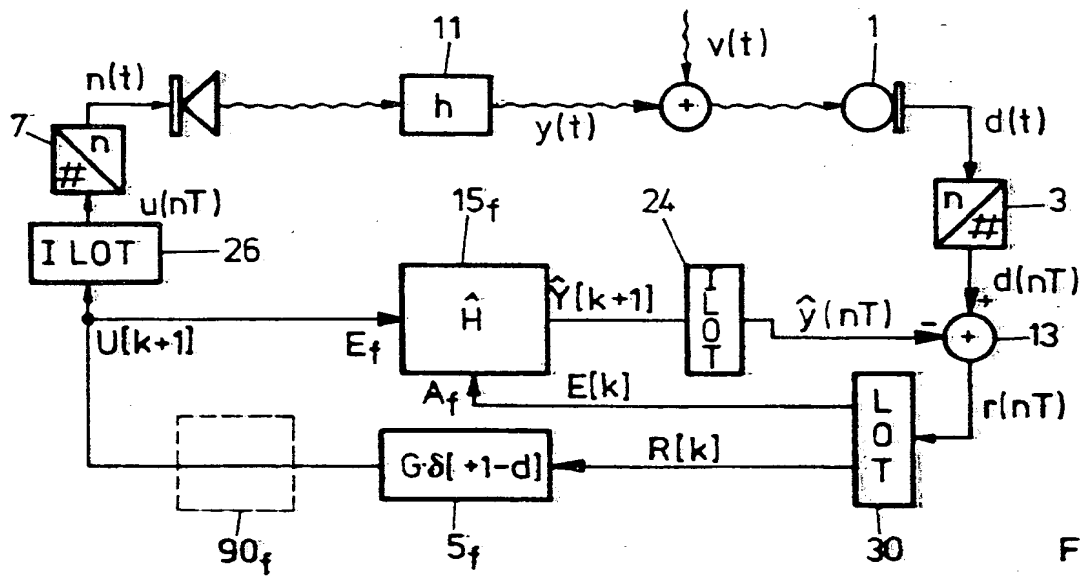


FIG. 5

FIG. 6

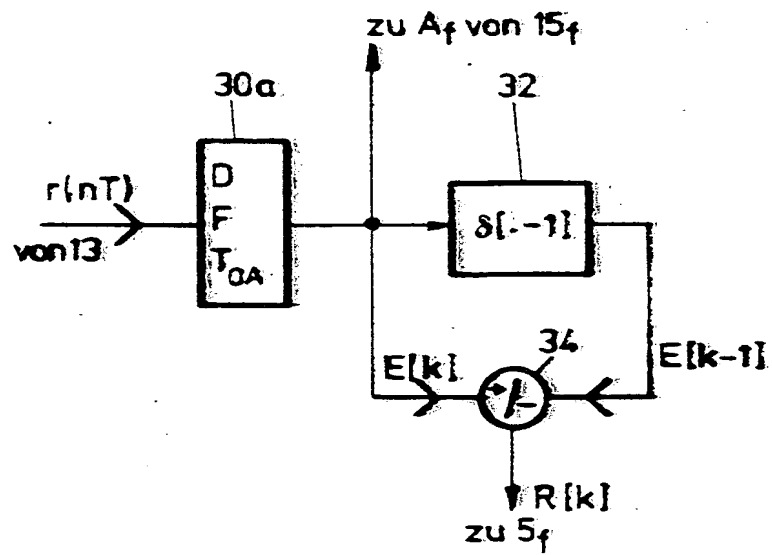


FIG. 7

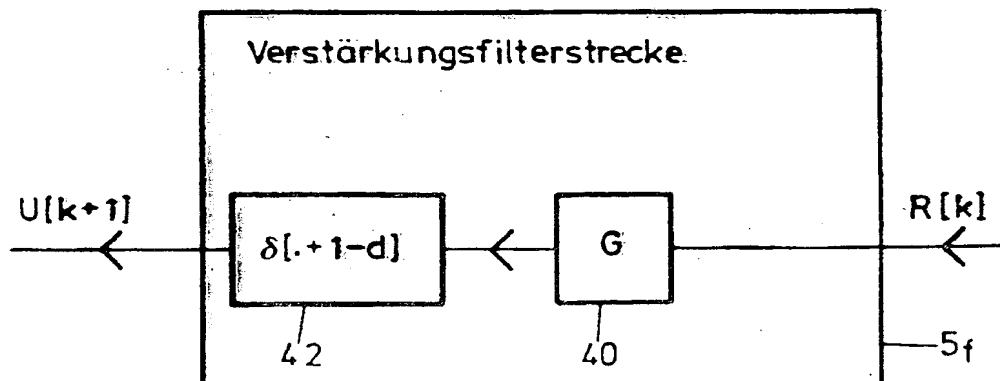


FIG. 8

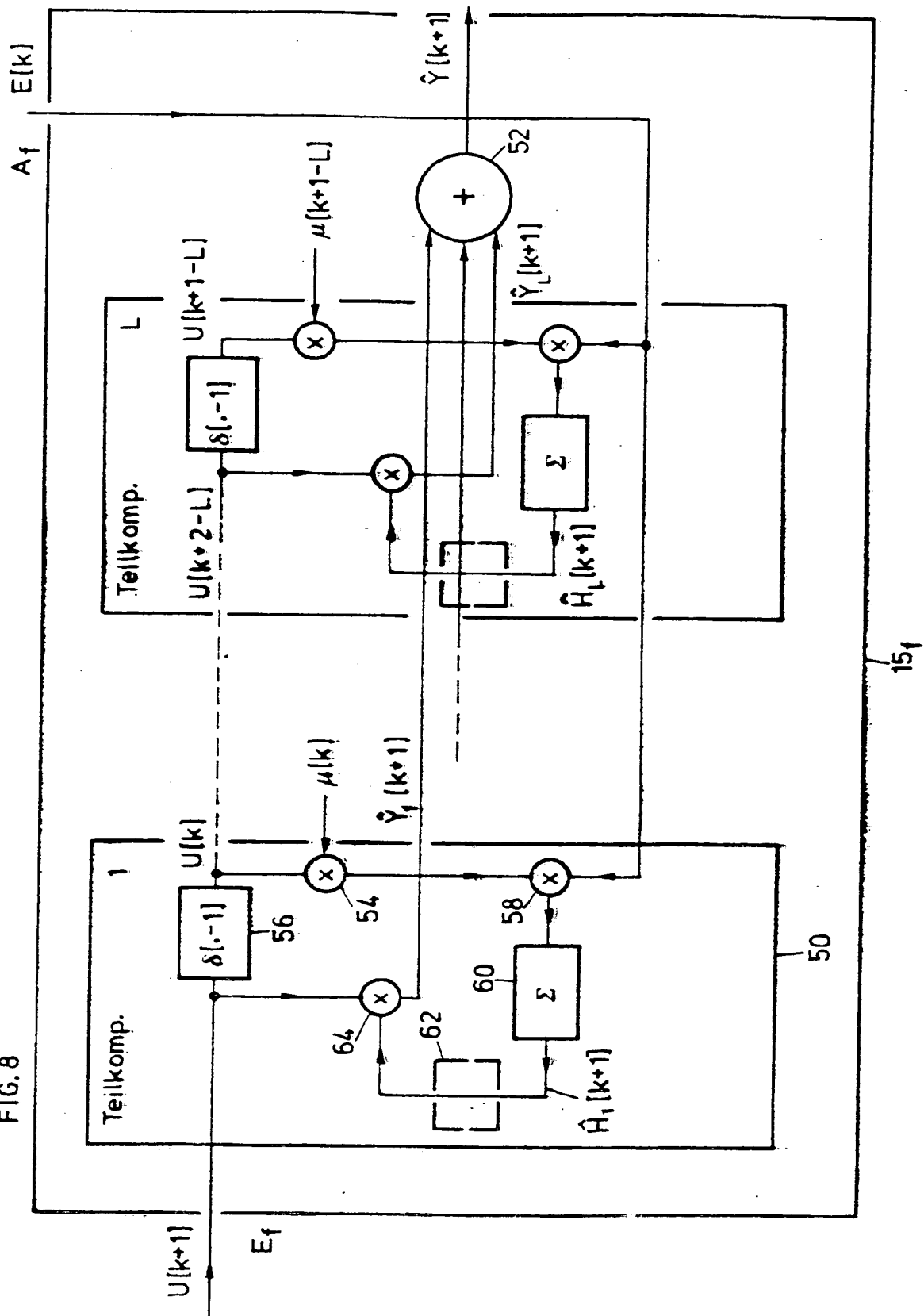


FIG. 9

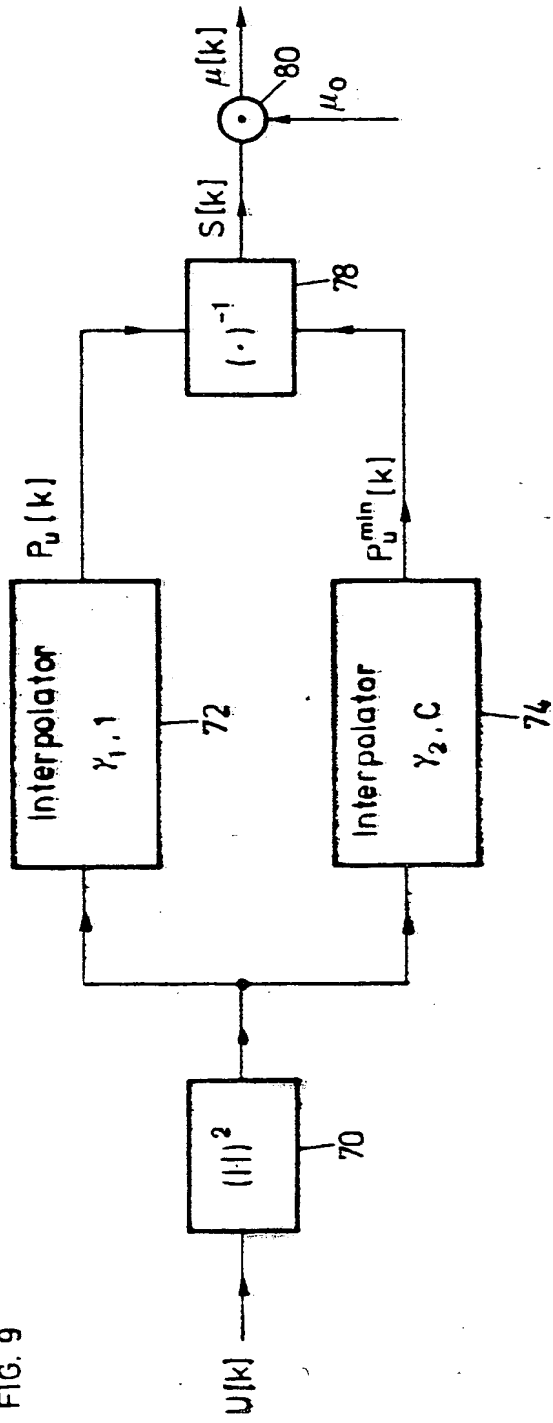
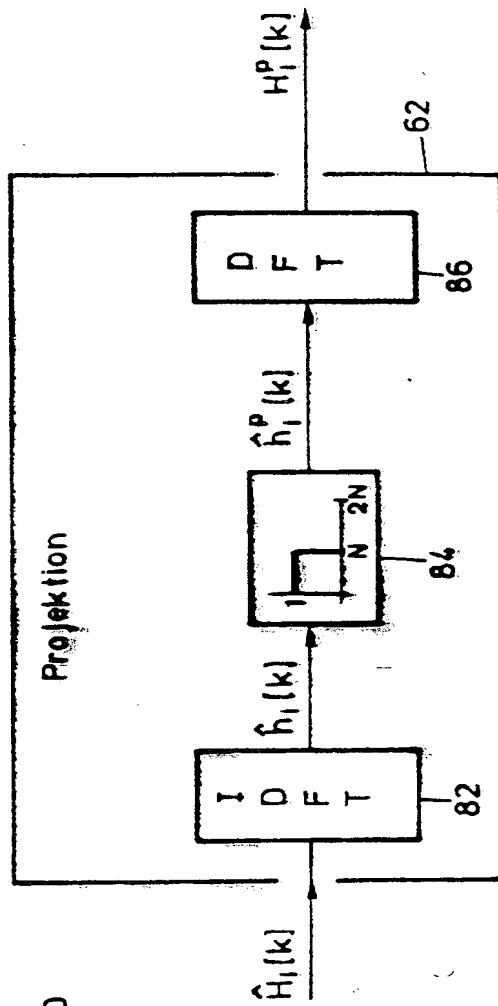


FIG. 10



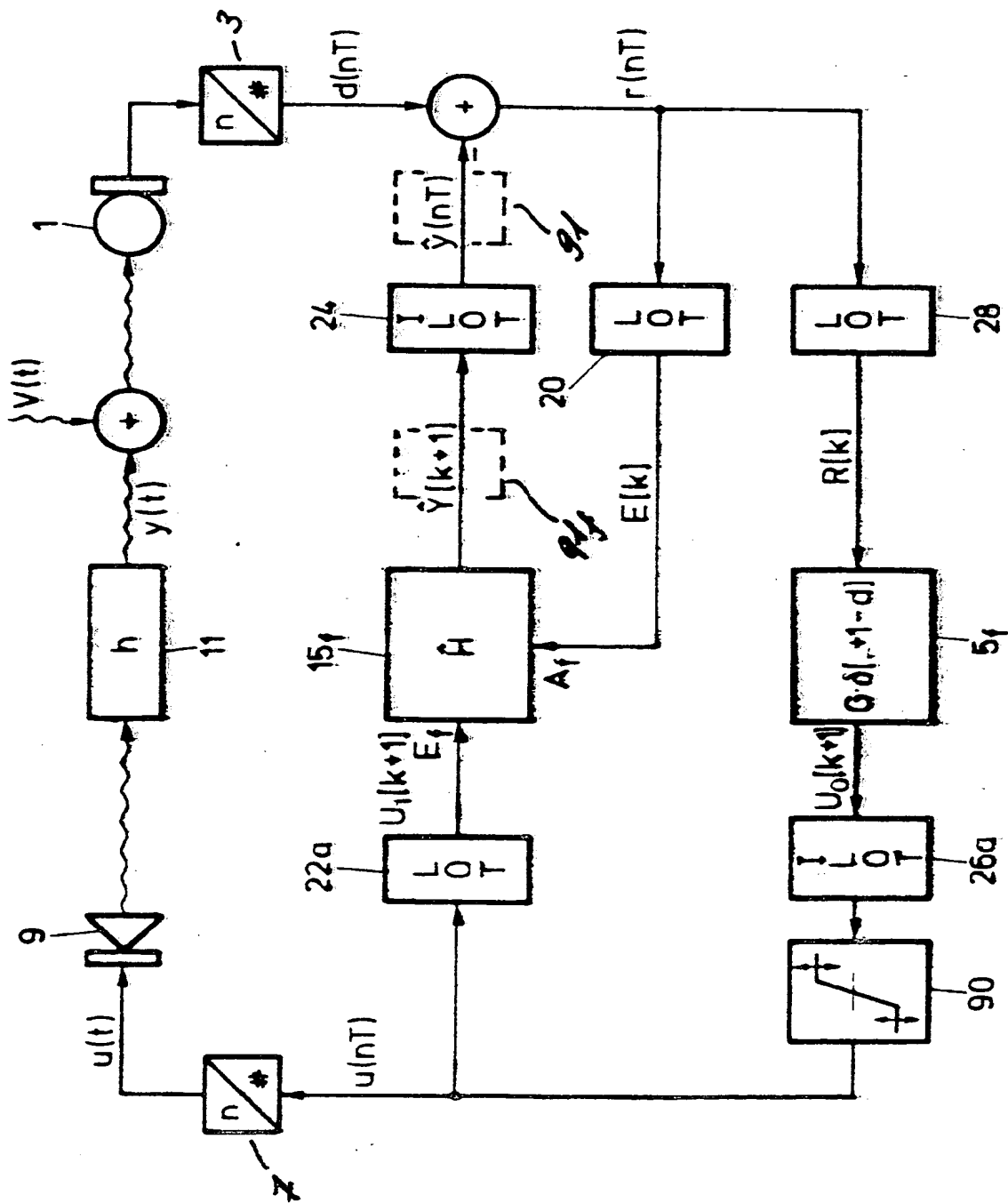


FIG. 11

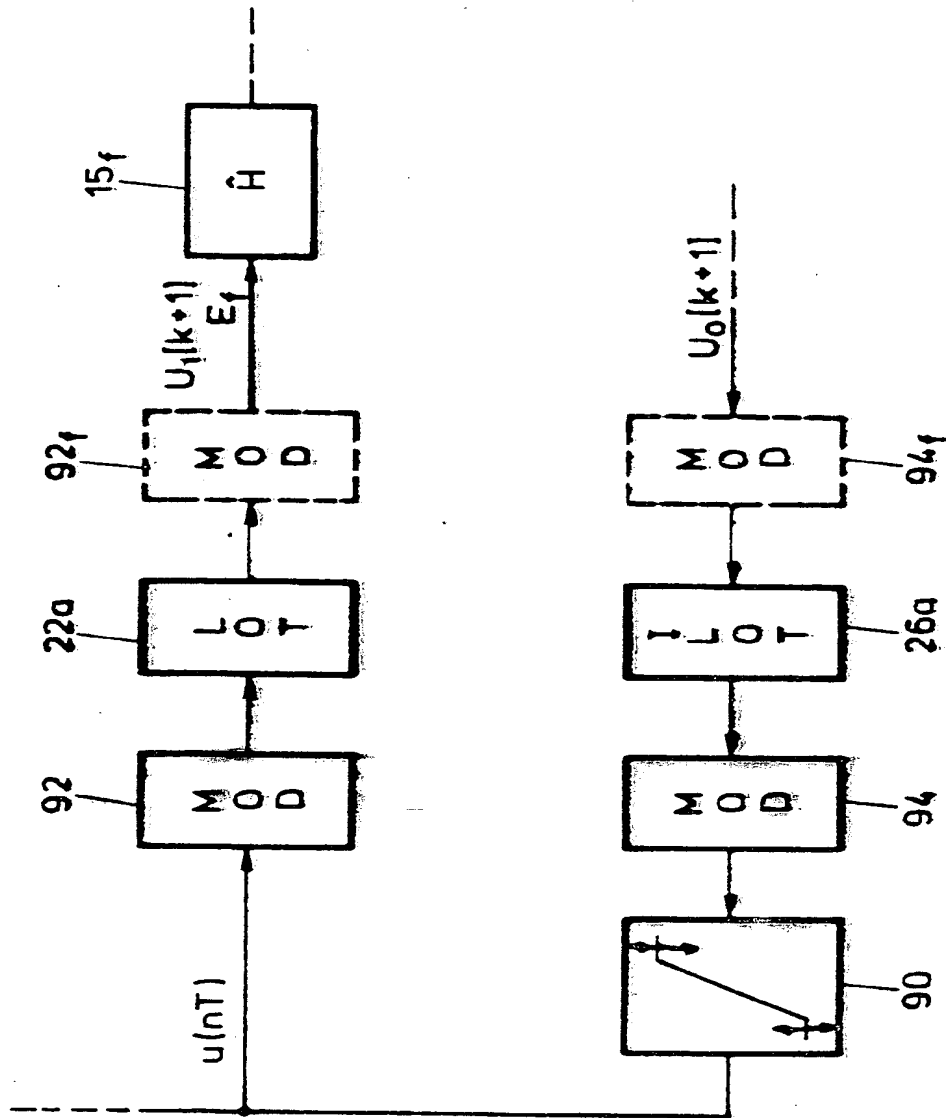


FIG.12

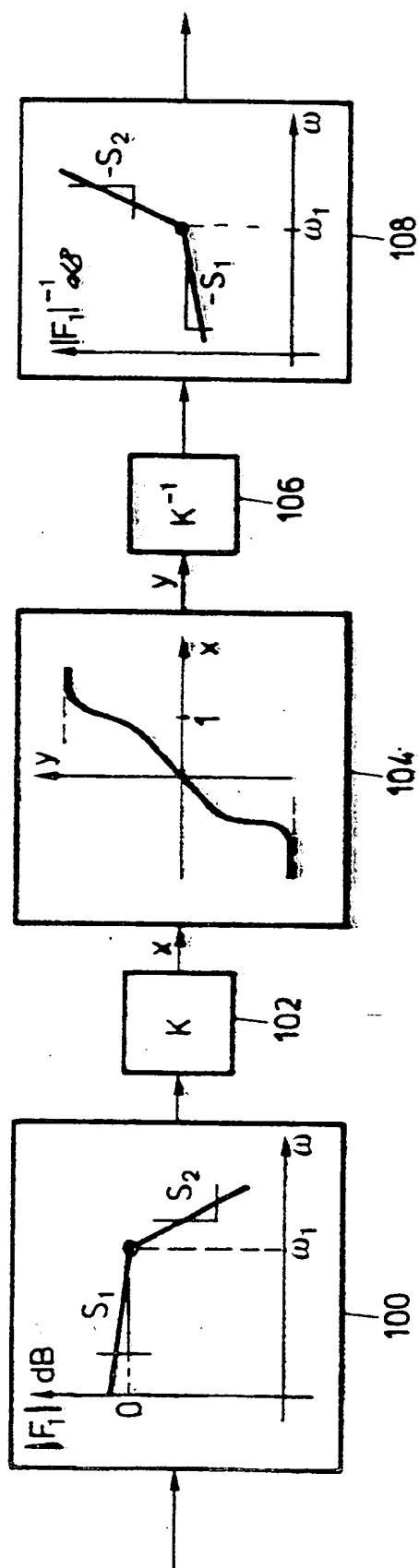


FIG. 13

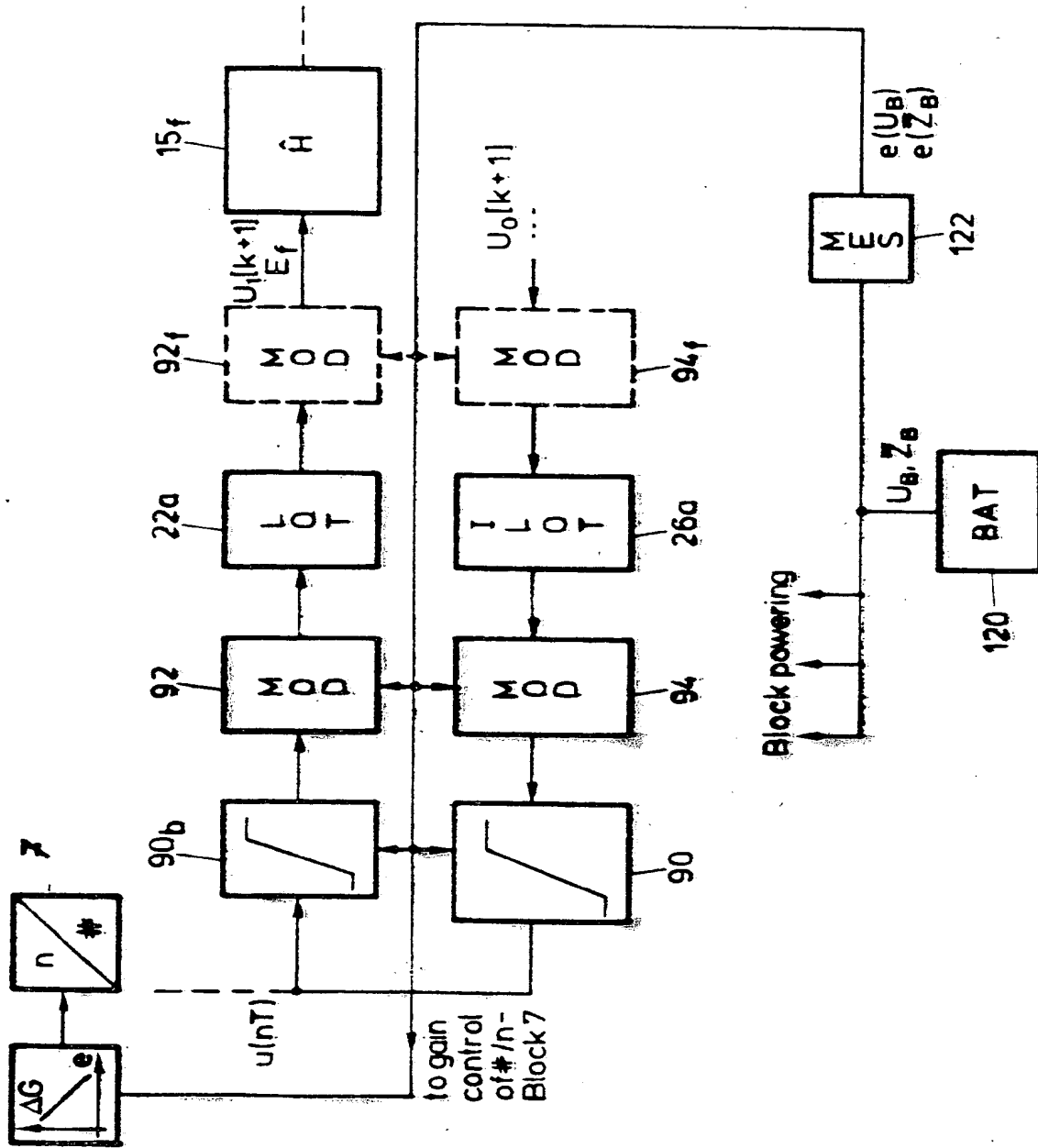


FIG.14

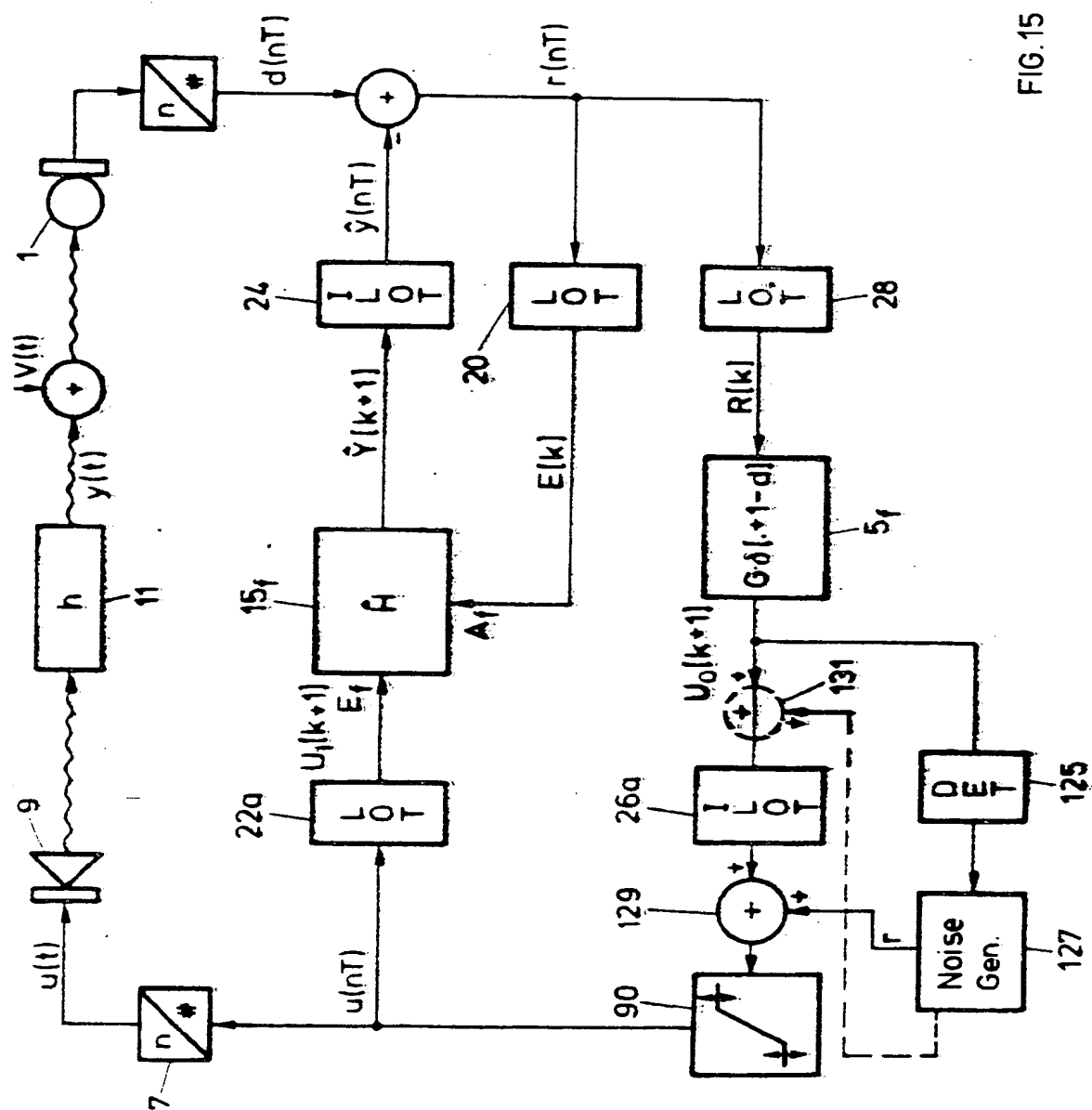


FIG. 15

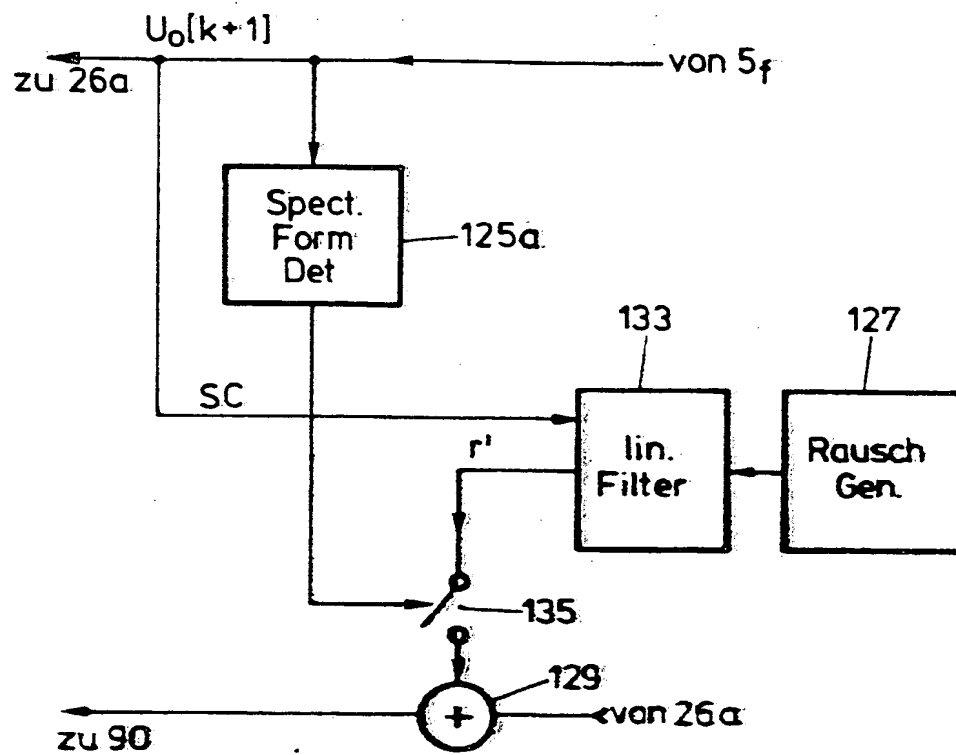


FIG. 16

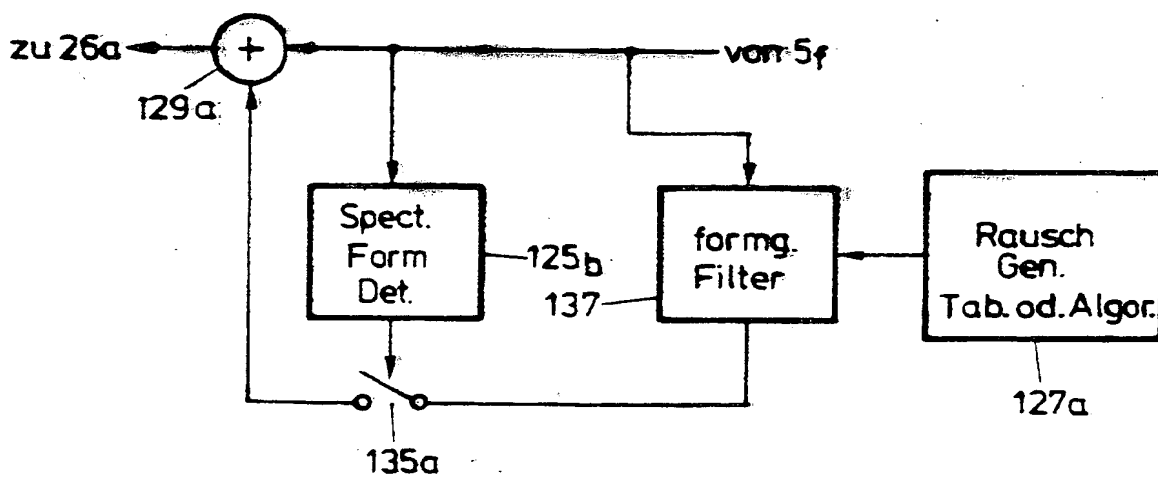


FIG. 17



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 94 11 7510

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int.Cl.6)
A,D	ELECTRONICS LETTERS., Bd.28, Nr.23, 5. November 1992, ENAGE GB Seiten 2117 - 2118, XP000315938 S. M. KUO UND S. VOEPEL 'INTEGRATED FREQUENCY-DOMAIN DIGITAL HEARING AID WITH THE LAPPED TRANSFORM' * das ganze Dokument *	1	H04R25/00 H04R3/02
A,D	IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, Bd.39, Nr.3, März 1991, NEW YORK US Seiten 553 - 562, XP000224129 JAMES M. KATES 'FEEDBACK CANCELLATION IN HEARING AIDS: RESULTS FROM A COMPUTER SIMULATION' * Zusammenfassung; Abbildungen *	1	
A	EP-A-0 252 205 (ANTIN) * Ansprüche; Abbildungen *	1, 30, 34	
A	EP-A-0 508 392 (KLIPPEL) * Seite 3, Zeile 33 - Zeile 45 *	30-34	
A	EP-A-0 282 335 (COCHLEAR CORPORATION) * Seite 3, Spalte 4, Zeile 29 - Seite 4, Spalte 5, Zeile 3 *	30, 34	
X	WO-A-93 20668 (GN DANAVOX A/S) * Ansprüche; Abbildung 1 *	26, 30	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 24. Februar 1995	Prüfer: Gastaldi, G
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	

EPO FORM 1503 (03.92) (P04C03)

THIS PAGE BLANK (USPTO)